RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

5. JAHRGANG  JANUAR 1956



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

Aus dem Inhalt

SEITE

Titelbild:

Zu den Aufgaben des Versuchswerkes im VEB Werk für Fernmeldewesen „WF" gehörten im vergangenen Jahr u. a. die Entwicklung und Fertigung der Geräteausrüstung für einen neuen Fernsehreportagewagen des Berliner Fernsehzentrums. Unser Bild gestattet einen Blick in das Fernsehlabor bei Messungen an einer Fernsehkamera.

Die Rundfunkwellenausbreitung im Dezember 1955

nach Beobachtungen des Observatoriums Kühlungsborn, Meteorologischer und Hydrologischer Dienst der Deutschen Demokratischen Republik

Ultrakurzwellen

Datum	Fernempfang über Land (200 km Senderentfernung)					Wetterlage	Fernempfang über See (180 km Senderentfernung)				
	Δdb	Fadingtyp			Bemerkungen		Δdb	Fadingtyp			Bemerkungen
		f	m	a				f	m	a	
1	2	3			4	5	6	7			8
1.	± 0	1	2	3	—	Hochwestrand	+ 2	2	2	2	—
2.	+ 6	3	2	2	präfrontaler Feldanstieg (abends)	Hochnordrand	+ 6	2	2	2	präfrontaler Feldanstieg (abends)
3.	— 4	2	3	3	—	Westwetterlage	— 7	3	3	3	—
4.	— 6	3	3	3	—	milde Meeresluft	— 5	3	3	3	—
5.	± 0	3	3	2	präfrontaler Feldanstieg (mittags)	NW-Lage	± 0	3	3	3	—
6.	+ 2	3	3	3	—	NW-Lage	+ 1	3	3	3	—
7.	—18	3	3	3	kräftige Labilisierung	Sturmtief	— 6	3	3	3	—
8.	— 8	3	3	3	—	Meereskaltluft	— 7	3	3	3	—
9.	— 1	3	3	3	—	Meereskaltluft	— 5	3	3	3	—
10.	—17	3	3	3	—	Tiefdruckkern	—16	3	3	3	—
11.	—14	2	3	2	—	Meereskaltluft	— 3	2	3	2	—
12.	+ 4	2	2	1	schwache Inversionen	Hochdruckkern	— 1	2	3	3	schwache Inversionen
13.	+ 3	2	2	2	abends guter Fernempfang	Hochnordrand	+ 4	2	2	2	—
14.	—	—	—	—	keine Messung	SW-Lage	+ 4	2	2	2	präfrontaler Feldanstieg (mittags)
15.	—	—	—	—	keine Messung	SW-Lage (Front)	— 9	3	3	3	—
16.	—	—	—	—	keine Messung	Tiefdruckrinne	—10	2	3	3	—
17.	—	—	—	—	keine Messung	Tiefdruckrinne	— 5	3	2	3	—
18.	—	—	—	—	keine Messung	Tiefdruckrand	—17	3	3	3	Labilisierung über See
19.	—	—	—	—	keine Messung	Tiefdruckrand	— 5	3	3	3	—
20.	—	—	—	—	keine Messung	Hochwestrand	— 2	3	2	2	—
21.	—	—	—	—	keine Messung	Tiefdruckrand	— 7	2	2	2	präfrontaler Feldanstieg (früh und mittags)
22.	— 3	3	2	2	—	Zwischenhoch	— 2	2	2	2	—
23.	+ 8	2	2	3	präfrontaler Feldanstieg (früh und mittags)	Westwetterlage	— 3	2	2	3	präfrontaler Feldanstieg (früh und mittags)
24.	— 2	3	3	3	—	Westwetterlage	—14	3	3	3	—
25.	+ 2	3	3	2	—	Westwetterlage	+ 1	3	3	3	—
26.	— 9	2	3	3	präfrontaler Feldanstieg (früh)	Westwetterlage	— 8	3	3	3	—
27.	— 7	3	3	3	—	Westwetterlage	— 7	3	3	3	—
28.	—10	3	3	3	präfrontaler Feldanstieg (mittags)	Westwetterlage	—16	3	3	3	—
29.	— 8	3	3	3	kräftige Labilisierung	Sturmtief	—11	3	3	3	kräftige Labilisierung
30.	— 6	3	3	2	—	NW-Lage	— 5	3	3	2	—
31.	—10	2	3	3	kräftige Labilisierung	NW-Lage	—12	3	3	3	kräftige Labilisierung
Monatsmittel	— 4						— 5				

Erläuterungen für Ultrakurzwellen

Spalte 1: Δdb = Abweichung des Tagesmittels der Empfangsfeldstärke vom Normalwert, angegeben in Dezibel.

Spalte 3: Der Fadingtyp kennzeichnet die beim UKW-Fernempfang auftretenden kurzzeitigen Feldstärkeschwankungen. Er wird angegeben für die Tageszeiten frühmorgens (f), mittags (m) und abends (a):

1 = stabiler Empfang, meist hohe Feldstärken, keine wesentlichen Änderungen während einer oder mehrerer Stunden.

2 = langsames Fading, Feldstärkemittel meist noch übernormal, tiefes Fading von 10 bis 30 db mit einer Periode von 10 bis 30 Minuten.

3 = schnelles Fading, Feldstärkemittel normal bis unternormal, tiefes Fading von 10 bis 30 db mit einer Periode von einer Sekunde bis zu wenigen Minuten.

Fortsetzung siehe 3. Umschlagseite

Verlag „Die Wirtschaft", Verlagsdirektor Heinz Friedrich

Chefredakteur: Rudolf Nehring, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22, Fernruf: 53 08 71, Fernschreiber 1448. Veröffentlicht unter Lizenznummer 4102 des Amtes für Literatur und Verlagswesen der Deutschen Demokratischen Republik. — **Anzeigenannahme:** Verlag „Die Wirtschaft", Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22, und alle Filialen der DEWAG-Werbung. Zur Zeit gültige Preisliste Nr. 1. — **Druck:** Tribüne-Verlag, Druckerei III, Leipzig III/18/36. — Nachdruck und Auszüge nur mit Quellenangabe gestattet. Alle weiteren Rechte vorbehalten. — Die Zeitschrift „Radio und Fernsehen" erscheint zweimal im Monat; Einzelheft 2,— DM. Bestellungen können bei den Postämtern der Deutschen Demokratischen Republik und der Bundesrepublik sowie Westberlins oder direkt beim Verlag abgegeben werden. Auslieferung für den Postbezug in der Bundesrepublik und Westberlin durch Helios-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141/157.

Zuschriften an Redaktion „Radio und Fernsehen", Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22.

RADIO UND FERNSEHEN

5. JAHRGANG 2. JANUARHEFT 1956 NR. 2

Moderner entwickeln schneller entwickeln billiger entwickeln

Unser Beitrag zum zweiten Fünfjahrplan

Unter dieser Losung fand Ende November 1955 die erste wissenschaftlich-technische Konferenz des Versuchswerkes im VEB Werk für Fernmeldewesen statt. In einer in diesem Umfang noch nicht dagewesenen Aussprache zwischen den Angehörigen der Intelligenz und unserer Betriebsparteiorganisation der SED wurden viele Fragen diskutiert. Es wurde nochmals ganz klar zum Ausdruck gebracht, daß die Grundlagen des Sozialismus unter Führung der Arbeiterklasse im Bündnis mit den werktätigen Bauern und der schaffenden Intelligenz aufgebaut werden und daß dieses Bündnis niemals nur von zeitweiliger, vorübergehender Dauer sein kann.

Diese erste wissenschaftlich-technische Konferenz sollte auch bei uns das Startsignal für den Beginn einer allseitigen Verbesserung der Entwicklungsarbeit in unserem Versuchswerk sein. Sie hatte die Aufgabe, zunächst vor allem die organisatorischen und bürokratischen Hemmnisse, Schwierigkeiten und Probleme, die einem wissenschaftlich-technischen Fortschritt bisher im Wege standen, zu analysieren und Hinweise zu geben, wie diese Mängel zugunsten einer erfolgreicheren Arbeit beseitigt werden können.

Zur Vorbereitung der Konferenz wurden neben öffentlichen Parteigruppenversammlungen über 40 Produktionsberatungen durchgeführt, an denen der größte Teil der Mitarbeiter teilnahm. Dank der guten kollektiven Arbeit der Genossen mit den parteilosen Kollegen gelang uns eine allseitige, gründliche Analyse des gegenwärtigen Standes der Arbeit im Versuchswerk. Über 300 Vorschläge der Kollegen zur Verbesserung der Arbeit bildeten die Grundlage für die Beratungen der Konferenz.

Sollen die vielen Einzelprobleme erfolgreich gelöst werden, kommt es besonders darauf an,

1. die Mitarbeiter entsprechend ihren Fähigkeiten am richtigen Arbeitsplatz einzusetzen,
2. die Erfahrungen und Fähigkeiten des großen Kollektivs in unserem Werk bei der Lösung aller Aufgaben besser als bisher auszunutzen und
3. unsere Entwicklungsarbeit noch mehr mit dem volkswirtschaftlichen Interesse in Übereinstimmung zu bringen.

Welchen Inhalt haben diese drei Hauptprobleme? Nur ein Mensch, der sich der Bedeutung seiner Arbeit voll bewußt ist, kann sich mit seiner ganzen Kraft für sie einsetzen. Deshalb ist es eine der wichtigsten Aufgaben, den Angehörigen der Intelligenz in gut organisierten Aussprachen die fortschrittlichsten und modernsten Kenntnisse der Gesellschaftswissenschaft und Naturwissenschaften nahezubringen, ihnen an Beispielen aus der Praxis aufzuzeigen, daß der Weg zum Sozialismus der richtige ist und jeder, der unsere Republik in dieser Periode verläßt, nicht nur sich selbst schadet, sondern auch dem Fortschritt und der Entwicklung der menschlichen Gesellschaft in den Rücken fällt. Denn in Westdeutschland werden seine Dienste im Interesse der volksfeindlichen Monopole ausgenutzt. Besonders wichtig ist eine planmäßige und zielstrebige Ausbildung und Weiterentwicklung unserer Kader. Zu den notwendigen Maßnahmen hierfür gehört zunächst die Ausarbeitung langfristiger Perspektivpläne für alle wissenschaftlich-technischen Mitarbeiter.

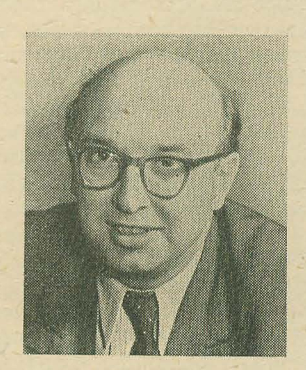
Aber auch zahlreiche bürokratische Maßnahmen halten unsere Wissenschaftler von einer schöpferischen Arbeit ab. Ist es zum Beispiel wirklich erforderlich, daß sie Essenmarkenbestellungen selbst unterschreiben müssen? Bis zu 50% der Arbeitszeit sind manchmal mit solchen „Kleinigkeiten" ausgefüllt.

Die zweite Hauptaufgabe ist die allseitige Verbesserung der kollektiven Arbeit und die Durchsetzung des Prinzips der persönlichen Verantwortung. Wollte sich ein Entwickler im Konstruktionsbüro vom Stand der Arbeit überzeugen, so war es bisher keine Seltenheit, wenn er sein Gerät auf dem Reißbrett kaum wiedererkannte. Andererseits mußten die Mechaniker der Werkstatt infolge schlecht ausgeführter Zeichnungen sehr oft hellseherische Fähigkeiten an den Tag legen. Ein gleichartiges Gerät, das von verschiedenen Konstruktionsgruppen bearbeitet wurde, wies oft grundsätzliche Unterschiede auf. Diese Arbeitsweise muß durch eine bessere Arbeitsorganisation und durch den verstärkten Einsatz des Kollektivs vermieden werden.

Von persönlicher Verantwortung kann man nicht sprechen, solange zum Beispiel für einen Beschaffungsantrag sechs Unterschriften, für einen Dienstauftrag vier Unterschriften oder für Pausenbestellungen drei Unterschriften erforderlich sind. Die

Nachrichten

Ein 131 m hoher Fernsehturm entsteht gegenwärtig in den Berliner Müggelbergen. Rechnet man hierzu noch die Höhe des Baugeländes mit 105 m, wird der neue Turm mit 236 m den Funkturm um fast 100 m überragen. Auf fünf mit Glas verkleideten Etagen, an denen die Antennenspiegel für verschiedene Relaisstrecken angebracht werden, wird eine 35 m hohe Antenne für die Ausstrahlung des Fernseh- und UKW-Programms aufgebaut.



Zum Professor mit vollem Lehrauftrag

an die Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau wurde der Leiter des Versuchswerkes im VEB Werk für Fernmeldewesen, „WF", Dr. Günther Ulrich, mit Wirkung vom 1. 1. 1956 berufen und gleichzeitig zum Direktor des Instituts für Fernmeldewesen an der Hochschule Ilmenau ernannt.

Als Leiter des Versuchswerkes im VEB Werk für Fernmeldewesen war Dr. Ulrich hauptsächlich auf dem Gebiet der Übertragungstechnik und der ihr angeschlossenen Meßtechnik tätig und ist außerdem der Chefkonstrukteur für die Fernsehstudio- und -sendetechnik in der Deutschen Demokratischen Republik. Für die Hochschule Ilmenau bedeuten das umfassende Fachwissen und die reichen praktischen Erfahrungen Dr. Ulrichs einen beachtlichen Gewinn.

Als Verdiente Techniker des Volkes

wurden Direktor Dr. Alfred Schiller und Dr. Kurt Richter vom VEB Werk für Fernmeldewesen „WF" ausgezeichnet.

Dr. Alfred Schiller, Technischer Direktor im Werk für Fernmeldewesen, hat sich besondere Verdienste bei der Erhöhung der Qualität und der Standardisierung auf dem Gebiet der Elektronenröhren erworben. Durch seine Initiative als Chefkonstrukteur der röhrenfertigenden Industrie unserer Republik, wobei er besonders zur Einführung der Miniaturröhrenserie beitrug, wurde der Anschluß an den Weltmarkt erreicht.

Dr. Kurt Richter, Leiter der Betriebslaboratorien im Werk für Fernmeldewesen, hat bedeutende wissenschaftliche Arbeiten zur Verbesserung der Technologie bei der Fertigung von Elektronenröhren geleistet, wodurch eine längere Lebensdauer der Röhren erreicht und der Ausschuß gesenkt werden konnte.

Konferenz empfahl, bei der Einführung neuer Arbeitsmethoden in der Entwicklung und der persönlichen Verantwortung die Erfahrungen der Sowjetunion auszuwerten.

Wichtig ist nicht zuletzt eine gute Planung der Entwicklungsarbeiten. Sie muß gewährleisten, daß die vorhandene Kapazität sowohl in bezug auf Zahl und Qualifikation der Mitarbeiter als auch bezüglich der notwendigen Ausrüstungen ein Optimum an volkswirtschaftlich wichtigen Neuentwicklungen bringt. Dabei müssen sich die Entwicklungsarbeiten auf die Schwerpunkte konzentrieren, und die Einführung in die Produktion muß gesichert sein. Von dem gleichzeitigen Arbeiten an einer Vielzahl von Entwicklungsaufträgen ist mehr und mehr auf ein Nacheinander der Lösung von Aufgaben überzugehen, wobei der Abschluß dieser Arbeiten kontinuierlich über das ganze Jahr zu verteilen ist. Durch Ausschöpfen aller Möglichkeiten und nach Überwindung sogenannter objektiver Schwierigkeiten (wie z. B. Beschaffung von Bauteilen, kontinuierliche Ergänzung des Lagers mit DIN-gemäßen Bauelementen, Ablehnung der Herstellung solcher Bauteile durch unsere volkseigene Industrie, die nur in geringen Stückzahlen benötigt werden) wird es schließlich möglich sein, auch in der Entwicklung den Plan mit hundert Prozent zu erfüllen.

Ein sehr wichtiges Problem, das wahrscheinlich nicht nur unsere Entwicklungsstelle betrifft, ist die bessere Versorgung mit Bauelementen und Halbzeugen. Um hierbei zu einer zufriedenstellenden Lösung zu kommen, ist die Mitarbeit des Ministeriums für Allgemeinen Maschinenbau notwendig, dem eine konkrete Empfehlung zur mengen- und qualitätsmäßigen Verbesserung der Versorgung mit Bauelementen und Halbzeugen zu geben ist, die außerdem in der technischen Öffentlichkeit zur Diskussion gestellt werden soll.

Alle anläßlich der Konferenz erörterten Probleme wurden in einem Beschluß festgehalten. Eine aus Wissenschaftlern und Technikern gebildete Kommission wird zu den einzelnen Punkten Maßnahmepläne auf der Grundlage des vorliegenden Materials und weiterer Beratungen erarbeiten und den Delegierten bis zur zweiten wissenschaftlich-technischen Konferenz zur Diskussion zuleiten.

In einer Empfehlung wurden der Werkleitung verschiedene von der Konferenz für zweckmäßig erachtete Sofortmaßnahmen vorgeschlagen. Von den inzwischen getroffenen Anordnungen der Werkleitung seien im folgenden einige der wichtigsten genannt:

Der Arbeitsdirektor wurde beauftragt, zusammen mit der BGL und der Versuchswerkleitung bis zum 20. 1. 1956 neue Wettbewerbsrichtlinien für das Versuchswerk im Jahre 1956 zu erarbeiten. Den Wirtschaftsfunktionären wurden größere Vollmachten und Entscheidungsbefugnisse erteilt. Die bisher geltenden bürokratischen Anordnungen über Gegenzeichnung von Post, Essenmeldungen, Überprüfung von Zeichnungen auf Buntmetallverwendung, Beschaffungsaufträge usw. wurden mit sofortiger Wirkung aufgehoben.

Alle bestehenden Werksvorschriften werden bis zum 31. 1. 1956 von einer Kommission mit dem Ziel überarbeitet den Geschäftsgang wesentlich zu erleichtern.

Das Leitungskollektiv des Konstruktionsbüro wurde beauftragt, bis zum 15. 1. 1956 den Arbeitsplan der Konstruktion für das I. Quartal aufzustellen. Es hat außerdem die Aufgabe, die bestehenden Konstruktionsgruppen auf eine den jeweiligen Aufgaben entsprechende Zahl zu reduzieren und in regelmäßigen Arbeitsbesprechungen mit den Gruppenleitern zu allen organisatorischen und konstruktiven Fragen Stellung zu nehmen.

Zum Zweck einer besseren Popularisierung der Entwicklungsarbeiten des Versuchswerkes haben sich sechs Kollegen verpflichtet, der Fachpresse bis zu einem festgelegten Termin eine bestimmte Anzahl von Beiträgen zur Veröffentlichung zu übergeben.

Hatte diese erste Konferenz die Aufgabe, die Schwierigkeiten aufzuzeigen und wichtige organisationstechnische Fragen zu lösen, so wird die zweite Konferenz im Januar 1956 Maßnahmen beschließen, die notwendig sind, um in unserer Entwicklungsstelle auf allen Gebieten an den Weltstand der Technik heranzukommen und ihn zu überbieten. In unermüdlicher gemeinsamer Arbeit mit allen Kollegen werden wir im Versuchswerk des VEB Werk für Fernmeldewesen die noch vorhandenen Hindernisse beseitigen und bereits der dritten Parteikonferenz der SED die ersten Ergebnisse dieser neuen Art, wissenschaftlich-technisch zu arbeiten, übermitteln.

R. Schneider

Wer soll das bezahlen . . . ?

Gedanken zur finanziellen Seite des Fernsehens

Die folgenden Betrachtungen sind einem Thema gewidmet, das in dieser Ausführlichkeit bei uns nicht zur Debatte steht und auch kaum jeweils zur Debatte stehen wird. Vielleicht ist es gerade deshalb angebracht, darüber nachzudenken, warum man woanders soviel Sorgen damit hat. Sonst ist man allzuleicht geneigt, den — bis auf wenige kleine Mängel — vorbildlichen und systematischen Entwicklungsgang des Gesamtkomplexes „Fernsehen" in unserer Republik nicht gebührend einzuschätzen. Einige der in diesem Beitrag verwendeten Angaben wurden aus den Zeitschriften bzw. Zeitungen „radio mentor", „Funk-Technik", „das elektron" und „Österreichische Volksstimme" entnommen.

Langsam, aber sicher dringt das Fernsehen in alle Teile der Welt vor. Neue Sender werden errichtet, Empfänger stellt man in neuerbauten Fabriken her (oder man importiert sie), Erkenntnisse werden gesammelt und ausgewertet. Viele Länder, die einen schon länger bestehenden Fernsehbetrieb haben, erweitern die Programme, kurz, es herrscht ein lebendiges Treiben von der Technik über die Programmgestaltung bis zur ökonomischen Ausnutzung neuer Konjunkturmöglichkeiten.

Eigentlich ist die Reihenfolge der letzten Aufzählung falsch. Denn noch ist es so, daß zunächst einmal Geld vorhanden sein muß, wenn irgend jemand etwas vorhat. Das Geld muß nicht nur vorhanden sein — es muß auch gegeben werden. Wann gibt aber ein Geldbesitzer im kapitalistischen Wirtschaftssystem seine flüssigen Mittel für etwas Neues her? Nur, wenn es etwas einbringt, wenn es „sich verzinst", wie er sagt. Wir nennen das: wenn es Profit einbringt. Das ist elementare Politökonomie und ist ganz einfach so zu erklären: Ebenso wie ein Elektronenstrom statistischen Schwankungen unterworfen ist, wird die Geschäftstätigkeit verschiedener gleichartiger und zunächst gleichgroßer Firmen in der „freien Wirtschaft" schwanken. Wer aber eben etwas mehr eingenommen hat als seine Konkurrenten, ist in der Lage, auch mehr zu investieren und somit sein Geschäft zu erweitern. Das führt nun, wenn er richtig operiert, zu einer Kettenreaktion, und er wird bei einigem Glück binnen kurzem soviel mächtiger und kapitalkräftiger geworden sein als die anderen, daß er sie in die Tasche stecken kann (und auch wird). Deshalb wird sich jeder „freie" Geschäftsmann bemühen, sein Kapital so anzulegen, daß er mit möglichst viel Gewinn arbeitet, um zu denen zu gehören, die andere verschlucken können, und nicht zu denen, die geschluckt werden.

Seit 1937 besteht in England — betrieben von der BBC — der offizielle Fernsehdienst. Die BBC ist eine sogenannte halbstaatliche Rundfunkgesellschaft. Selbstverständlich ist dieser Begriff in einem kapitalistischen Lande so zu werten, daß im Grunde genommen die gleichen Nutznießer den Finger auf dem Drücker haben, die auch in den großen Industrie-, Handels- und Bankunternehmen das Szepter schwingen. Denn nur aus solchen Leuten pflegen kapitalistische Regierungen in der Mehrzahl zu bestehen. Eins aber ist immerhin klar: solange ein Unternehmen „halbstaatlich" ist, hat doch das (nicht immer „regierungstreue") Parlament einiges hineinzureden. Und das war ärgerlich. Ärgerlich für die Leute, die schon lange wußten, daß ein „freies" Fernsehen eine durchaus profitable Angelegenheit ist. Siehe Amerika: man ver-

kaufe die Sendezeit für direkte oder indirekte Werbezwecke, und das übrige ergibt sich von selbst — wenn man die richtigen Preise gemacht hat, was aber mit einigem überseeischen Erfahrungsaustausch kein Kunststück ist.

So kalkulierten unter anderem auch eine Reihe von Zeitungstrusts, Elektrogroßfirmen, die Rank-Filmgesellschaft und — wahrscheinlich wegen des Erfahrungsaustausches — eine Agentur der nordamerikanischen Rundfunkgesellschaft CBS und bearbeiteten Öffentlichkeit, Regierung und Parlament solange, bis sie zur Tat schreiten konnten. Man gründete die ITA — Independent Television Authority —, und seit einigen Wochen wird in Old-England kommerziell ferngesehen, und der Bruttoerlös von einhundertfünfzigtausend DM am Tag ist für den Anfang nicht gerade als mager zu bezeichnen. Denn 85 000 DM bleiben etwa als Reinerlös übrig. „Der Wettbewerb (zwischen der BBC und der „nichtkontrollierten“ ITA) wird fair sein ...“ und „den Vorteil des Wettbewerbes haben auf jeden Fall die Fernsehteilnehmer und außerdem (!) TV-Handel und Industrie, denn Konkurrenz hebt bekanntlich immer das Geschäft...“, so sagen die vorsichtigen Wegbereiter des Werbefernsehens in Westdeutschland. Etwas später kommt es noch deutlicher: „Um das Wirtschaftsfernsehen kommen wir nämlich gar nicht herum ...“, weil die FS-Teilnehmergebühren nicht ausreichen für die kommenden Aufgaben, und weil man diese Gebühren noch senken müsse, um die Teilnehmerzahl zu steigern. Das von den Firmen für ihre Werbesendungen bezahlte Geld wird allerdings in Form von Werbekosten wieder in die Verkaufspreise einkalkuliert, oder sie lassen es sich von der Allgemeinheit über den Weg der Steuerbefreiung für Werbekosten zurückzahlen. Wer bezahlt also wirklich? Derselbe Fernsehteilnehmer, dem man offiziell klarmacht, welche finanzielle Erleichterung das „freie“ Fernsehen für ihn darstellt. Man muß den wahren Sachverhalt nur etwas verschleiern.

So ist also der Gang der Dinge: Man baut Sender — es werden Empfänger gekauft. Man baut mehr Sender — es werden mehr Empfänger gekauft. Man möchte noch mehr Empfänger verkaufen — also her mit einem zweiten Programm. Das ergibt die Forderung nach weiteren Sendern, und, weil die Dividende noch nicht reicht, „befreie“ man das zweite Programm „von staatlicher Bevormundung“ und verdiene auch daran noch. Deshalb haben wir uns oben gestattet, hinter das Wörtchen „außerdem“ ein Ausrufungszeichen zu setzen. Dieses Wörtchen ist nämlich (falls das der Leser noch nicht selbst festgestellt hat) ein Witz. Darauf wies schon vor einigen Jahren ein westdeutscher Fachmann hin, als er in einem Kommentar über die Wirtschaftslage im Rundfunksektor schrieb: „... Fernsehen wird die nächste Karte sein, die stechen soll ...“

Das war deutlich, aber richtig. Hier wird ein Spiel zwischen Handel und Industrie gemacht; der Fernsehteilnehmer hat zu kaufen, zu sehen und — zu schweigen, denn auf ein „freies“ Programm hat er kaum noch einen Einfluß.

Da aber liegt der Hund begraben. Während die von einer staatlichen Einrichtung beaufsichtigten Rundfunkgesellschaften in der Gestaltung ihres Programms doch insofern gebunden sind, als auch fortschrittliche Kräfte (mitunter) ihren Einfluß geltend machen können, haben solche „freien“ Institutionen stets ein schlagkräftiges Argument, wenn ihnen jemand auf die Finger klopfen will: „Bitte schön — die Leute, die uns das Geld für unsere Programme geben, sind mit dem einverstanden, was wir hier fabrizieren!“

Jetzt ergibt sich also die Frage: Was bezweckt ein Kapitalist, der die Kosten eines Fernsehprogrammes bestreitet? Er will, daß seine Firma und ihre Produkte bekannt werden, daß er mehr verkauft, mehr profitiert und — siehe oben — schließlich seine Konkurrenten einstecken kann. Dazu ist ihm jedes Mittel recht, die billigste Reklame, der jämmerlichste Kitsch, der verderblichste Nervenkitzel. Der „freien“ Fernsehgesellschaft ist es auch recht, denn sie bekommt Geld dafür, und die Fernseher gewöhnen sich an allerhand (siehe Amerika). Ob wir hier nicht zu schwarz sehen? — Man nehme ein amerikanisches Magazin (schon ein westdeutsches genügt), und man hat die ungefähren Perspektiven des Fernsehens auf „freier“ Basis vor Augen. Denn seiner Zugehörigkeit nach ist das Fernsehen nichts anderes als Rundfunk und Zeitung, ein Publikationsorgan.

Ein Publikationsorgan, das notwendigerweise die Meinungen und Absichten derer vertritt, die es finanzieren. Diese Absichten — in dem Fall der Kapitalisten — sind aber: Man muß dem Mann auf der Straße klar machen, daß die Welt, in der er lebt, schon richtig eingerichtet ist, trotz Krisen, Hunger, Arbeitslosigkeit und Krieg. Dafür bekommt er ja täglich 15 Minuten lang „Billys lustige Abenteuer“ mit garantiert drei Toten und einer sparsam bekleideten Frau mit Colt im Strumpfband auf den Bildschirm gezaubert. Dafür wird ihm ja gezeigt, welch ein Spaß es ist, als „smarter soldier boy“ in Korea „Rote“ zu killen (wobei allerdings der Rückzug wegen der mangelnden Zeit weggelassen werden mußte). Dafür bringt man ihn — für ihn selbst fast unmerklich — allmählich soweit, daß er sich mit seinen täglich „erlebten“ Fernsehdarstellern identifiziert und alles das zu tun imstande ist, was diese ihm jahrelang auf der Braunschen Röhre vorgeflimmert haben. Und weiter ist ja auch nichts beabsichtigt.

Wenn dann selbst die hierbei erzielten Profite nicht mehr ausreichen, geht man doch wieder zu Fernsehgebühren über. In Amerika gibt es zur Zeit drei Systeme, denen allen der Gedanke zugrunde liegt, die Programme unvollständig oder verzerrt auf den Bildschirm des Empfängers zu bringen. Nach Telefonanruf (und Vermerk auf der monatlichen Telefonrechnung) — wie beim Phonevisionverfahren —, Einführen einer gelochten Karte in ein (registrierendes) Decodergerät (Skiatron Television Inc.) oder Einwurf der auf dem Bildschirm während der Ankündigung der Sendung angezeigten Summe in einen Geldschlitz am Apparat (International Telemeter Inc.) hat man dann den Genuß eines unverzerrten Bildes. Kompliziert, aber notwendig, denn in der kapitalistischen Gesellschaft muß jede Einrichtung vom Geist des Kapitalismus durchtränkt sein.

Es hieße Eulen nach Athen tragen, hier von der Organisation und der Finanzierung unseres Rundfunks und Fernsehens zu sprechen. Die derzeitige Rundfunk- und bei Beendigung des Versuchsprogrammes einzuführenden Fernsehgebühren decken bei weitem nicht die Kosten des Aufbaus der neuen Anlagen, die in unserer Republik ständig wachsen. Trotzdem werden wir weder eines Tages bonbonautomatenähnliche Fernsehgeräte mit Geldeinwurf in unseren Wohnungen stehen haben, noch die minutenlange Totalansicht der garantiert kußecht bemalten Lippen eines Fernsehstars als Reklame für witterungsbeständige Ölfarben vorgeführt bekommen. Denn das Fernsehen ist bei uns in allererster, zweiter und dritter Linie eine Sache der Kultur, der humanistischen Erziehung, und nicht des Profits einzelner Fabrikanten. Obwohl das kein Freibrief sein soll für gewisse Terminüberschreitungen der Deutschen Post beim Senderbau und keine Entschuldigung für manche (nicht nur technische) Pannen beim Fernsehzentrum, muß man ab und zu an diese Dinge denken, wozu diese Betrachtungen anregen sollten. *-elt*

Bundeswirtschaftliche Sparsamkeit

Der Verkaufsleiter der Graetz KG., Herr Schürer, erklärte bei einem Empfang gegen Ende vorigen Jahres unter anderem, daß ein „Ingangsetzen der Lohn-Preis-Spirale“ in der (westdeutschen) Rundfunkindustrie die Wettbewerbsfähigkeit der exportorientierten Betriebe auf dem Weltmarkt gefährden und diese in eine sehr unangenehme Lage bringen würde.

Als zweites „Sorgenelement“ bezeichnete Herr Schürer das Auslaufen der ertragssteuerlichen Förderung der Ausfuhr am 31. Dezember 1955, das der Exportwirtschaft eine „Mehrbelastung“ von 240 Millionen DM und dem Staat ebenso hohe „Ersparnisse“ bringe. Er erwähnte, daß die (west)deutsche Rundfunkindustrie im Vergleich zum Ausland durch wesentlich höhere Kreditkosten, durch die im Ausland völlig unbekannten Lastenausgleichszahlungen und die kumulativ wirkende Umsatzsteuer benachteiligt sei.

Wenn in den sonstigen Ausführungen Herrn Schürers auch die positiven Aspekte für das neue Geschäftsjahr in den Vordergrund gestellt wurden, so lassen doch die von uns zitierten Auszüge an Deutlichkeit nichts zu wünschen übrig. Eine Frage bleibt aber offen, und vielleicht hat sich das auch Herr Schürer gefragt (und nur nicht ausgesprochen): ob die Bundesregierung nicht an anderer Stelle wesentlich besser sparen könnte?

FRITZ MÖHRING

Scheibentrioden für das Frequenzgebiet um 4000 MHz

In Breitbandrichtverbindungsstrecken der drahtlosen Nachrichtentechnik werden Röhren benötigt, die eine Verstärkung von Frequenzbändern mit einer Bandbreite bis zu 100 MHz gestatten. Als Ausgangsleistung werden mindestens 0,5 bis 1 W Nutzleistung gefordert, um mit Hilfe von Parabolrichtantennen, die einen Antennengewinn von 1000 und mehr aufweisen, Strahlungsleistungen von 0,5 bis 1 kW zu erzielen.

Laufzeitdifferenzen innerhalb der Leistungsverstärker müssen außerdem auf ein Mindestmaß beschränkt bleiben. Da ein Signal in Richtverbindungsstrecken für Weitverkehr eine große Zahl von Zwischenverstärkern durchläuft, können sich erhebliche Impulsverformungen einstellen, wenn Verstärker mit versetzten Einzelkreisen verwendet werden müssen, weil keine genügend breitbandigen Röhren zur Verfügung stehen.

Als Verstärkerröhre hat sich für diese Zwecke bis in das Frequenzgebiet von 3000 MHz die gittergesteuerte Röhre durchgesetzt. Das Frequenzgebiet oberhalb 3000 MHz blieb zunächst nur den verschiedenen Ausführungsformen von Laufzeitröhren vorbehalten, da sich bei der Herstellung gittergesteuerter Röhren für diese Frequenzgebiete große technologische Schwierigkeiten ergaben.

Erst die in neuester Zeit erzielten Fortschritte auf dem Gebiet der Röhrentechnik ermöglichen auch im Frequenzgebiet von 4000 MHz den Einsatz gittergesteuerter Röhren. Ihre Herstellung ist jedoch so schwierig, daß von einer Massenfertigung im Sinne üblicher Verstärkerröhren nicht gesprochen werden kann.

Probleme des Röhrenbaues im Höchstfrequenzgebiet

Die Fähigkeit der sogenannten klassischen Röhre, im mittleren Frequenzgebiet eine leistungslose Intensitätssteuerung einer Elektronenströmung zu ermöglichen, wird mit steigender Frequenz immer geringer, so daß im Gebiet hoher Frequenzen ($f > 300$ MHz) von einer Leistungsverstärkung gesprochen werden muß.

Nehmen die Elektronenlaufzeiten im Raum zwischen Gitter und Katode die Größenordnung der Zeitdauer einer Hochfrequenzperiode an, so muß auch bei der Katodenbasisschaltung eine gewisse Wirkleistung aufgewendet werden. Die im Gitterraum der Röhre befindlichen Elektronen influenzieren Ladungen auf dem Steuergitter, wodurch ein Verschiebungsstrom einsetzt. Bei kleinen Elektronenlaufzeiten, das heißt im Falle der klassischen Röhre, ist dieser Strom ein reiner Blindstrom. Im anderen Falle besitzt der Verschiebungsstrom eine Wirkkomponente, die durch einen Wirkleitwert dargestellt werden kann. Durch diesen Wirkleitwert G_{el} wird die Steuerspannungsquelle belastet, so daß zur Steuerung im Gebiet hoher Frequenzen Wirkleistung aufgewendet werden muß. An die Stelle der Spannungsverstärkung tritt daher im Höchstfrequenzgebiet die Leistungsverstärkung. Den Zusammenhang zwischen elektronischem Eingangswirkleitwert G_{el}, statischer Steilheit S_0, Kreisfrequenz ω und Elektronenlaufzeit $\tau_{g/k}$ im Gitterkatodenraum gibt Gleichung (1) wieder:

$$G_{el} = \frac{S_0}{20} (\omega \cdot \tau_{g/k})^2. \qquad (1)$$

Gleichung (1) ist zu entnehmen, daß der elektronische Eingangswirkleitwert G_{el} proportional f^2 ist. Will man G_{el} in erträglichen Grenzen halten, müssen die Laufzeiteinflüsse durch Verkleinern des Gitterkatodenabstandes herabgesetzt werden.

Dadurch ergeben sich für Verstärkerröhren, die im Frequenzgebiet über 3000 MHz arbeiten, äußerst geringe Gitterkatodenabstände. Gleichzeitig vergrößert sich die Eingangskapazität beträchtlich. Sie darf aber nicht zu groß werden, damit sich der angeschlossene Schwingungskreis noch im $\lambda/4$-Modus abstimmen läßt. Eine $^3/_4$-λ-Abstimmung des Ausgangskreises würde eine beträchtliche Bandbreitenverminderung zur Folge haben. Durch diese Forderung haben sich verschiedene Probleme beim Aufbau der Katoden und Gitter dichtegesteuerter Röhren ergeben. Will man einerseits eine kleine Eingangskapazität erzielen, so ist dies bei vorgegebenem Gitterkatodenabstand nur bei einer entsprechend kleinen Katodenoberfläche möglich. Da jedoch die Forderung nach großer Röhrensteilheit besteht, kann der Katodenstrom selbst nicht verringert, sondern die spezifische Emissionsdichte muß gesteigert werden. Dies bedingt zunächst Spezialkatoden [1, 2], die heute in Form der Wolfram-Metallkapillarkatode mit Barium-Strontiumkarbonatpille und der Nickelsinterkatode (Nickelpreßkatode) vorliegen. Die für eine genügend hohe Stromdichte erforderliche Heizleistung steigt jedoch gegenüber der üblichen Barium-Strontiumkarbonatkatode wesentlich an. Das Gitter wird infolge Strahlungserhitzung von der Katode her thermisch höher belastet, so daß die Dehnung der Gitterdrähte wesentlich größer ist. Sie müssen infolgedessen eine entsprechende Vorspannung erhalten, damit Kurzschlüsse zwischen Gitter und Katode vermieden werden. Gleichzeitig wird durch die höhere Gittertemperatur das Auftreten von thermischer Gitteremission gefördert, so daß auch hiergegen besondere Maßnahmen notwendig sind. Auf Grund der im Bild 1 dargestellten Verhältnisse kann man die Schwierigkeiten ermessen, die sich in bezug auf die Gitterkonstruktion ergeben. Während bei den früher üblichen Katoden Karbonatschichtdicken in der Größenordnung von 30 bis 50 μ üblich waren, beträgt die Schichtdicke in einer modernen Zentimeterröhre einschließlich Abstand Gitter—Katode nur noch 50 μ. Soll eine gleichmäßige Feldverteilung im Gitterkatodenraum aufrechterhalten werden, so müssen die Durchmesser der Gitterdrähte zwangsläufig klein im Vergleich zum Abstand Gitter—Katode sein. Da sich Gitterausführungen mit Drähten $< 5\ \mu$ im Durchmesser technisch kaum realisieren lassen, ist man in diesem Falle zu einem Kompromiß gezwungen. Das Problem des stabilen Gitteraufbaus hat daher beim Bau von Höchstfrequenzröhren entscheidende Bedeutung gewonnen. Neben der Verringerung der Kapazität müssen ebenfalls die Induktivitäten der Elektrodenzuleitungen auf ein Minimum herabgesetzt werden; denn für die Größe der Wirkkomponente der Steuerleistung ist nicht nur die rein elektronische oder kapazitive Belastung maßgebend, sondern auch die Größe der Röhren- und der Zuleitungsinduktivitäten.

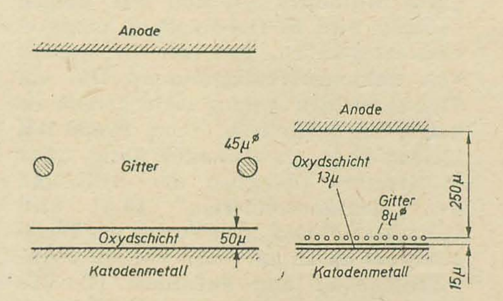


Bild 1: Vergleich der Elektrodenabstände der Scheibentriode WE 416 A (rechts) mit denen einer älteren Scheibentriode

Diese Gesichtspunkte sowie die Frage der übersichtlichen Verteilung der Kreiskapazität und der Kreisinduktivität führten zur Entwicklung der sogenannten Scheibenröhre, deren Gitterdurchführungen meist scheibenförmig, deren Katoden- und Anodenzuführungen rohr- oder bolzenförmig ausgebildet werden.

Die Tatsache, daß die Empfindlichkeit eines Empfängers im Mikrowellengebiet allein von dem inneren Rauschpegel des Gerätes abhängt — die äußeren Rauschquellen sind vernachlässigbar klein — zwang zur Entwicklung rauscharmer Verstärkerröhren. Auch hier besteht eine gewisse Grenze, die auf den Schroteffekt zurückzuführen ist. Außerdem tritt durch den geringen Abstand zwischen Gitter und Katode eine zusätzliche Rauschkomponente stärker in Erscheinung, da die zwischen Katode und Potentialminimum umkehrenden Elektronen einen zusätzlichen Schwankungsstrom und damit eine zusätzliche Spannung im Eingangskreis hervorrufen. Im Gegensatz dazu ist der Wert der Rauscheinströmung in der klassischen Laufzeittheorie nur durch die Elektronen gegeben, die durch die Gitterebene selbst hindurchtreten. Die Rauschzahl einer solchen Mikrowellenröhre hängt also davon ab, wie groß die Gitterrauschkomponente ist, die nicht mit

der Anodenstromkomponente korrelativ[1]) ist [3, 4, 5, 6, 7]. Hier ergibt sich also ein Vorteil bei Verwendung von Katoden mit einer hohen spezifischen Flächenbelastung. Bei diesen kann der Gitterkatodenabstand relativ groß gewählt werden, so daß das Potentialminimum weiter vom Gitter entfernt ist, wodurch die zusätzliche Komponente des Gitterrauschstromes verringert wird. Der Entwicklung von Katoden mit hoher spezifischer Flächenbelastung muß größte Beachtung geschenkt werden, weil die dadurch zu erwartende Vergrößerung des Abstandes Gitter—Katode eine bedeutend billigere Fertigung von Höchstfrequenzscheibentrioden ermöglichen wird.

Infolge der Verlagerung des Potentialminimums zum Gitter hin bei extrem kleinen Abständen zwischen Gitter und Katode arbeiten diese Röhren auch bei Strömen von 20 bis 30 mA noch in unmittelbarer Nähe des Anlaufstromgebietes. Während die im Idealfall erzielbaren relativen Steilheiten[2]) in der Größenordnung von $10\,V^{-1}$ liegen und bisher nicht erreicht wurden, kommt man diesem Wert bei Gitterkatodenabständen von 16 μ bereits näher. So ist für die WE 416 A in [9] eine relative Steilheit von $2\,V^{-1}$ angegeben, was bei einem Anodenstrom von 25 mA einer tatsächlichen Steilheit von 50 mA/V entspricht. Zur Verminderung des Röhrenrauschens und zur Verringerung der konstruktiven Schwierigkeiten wendet man im Dezimeter- und vor allem im Zentimetergebiet die Triodenausführung der Röhre an, die der Pentodenausführung hinsichtlich des Rauschfaktors überlegen ist. Bei der Triode entfällt das Stromverteilungsrauschen, das bei Röhren, die mit positivem Gitter arbeiten, vorhanden ist. Die erhöhte Rückwirkungsgefahr und die damit vergrößerte Schwingneigung einer Triode infolge der wesentlich größeren Gitter-Anoden-Kapazität gegenüber der Pentode läßt sich durch Anwendung der Gitterbasisschaltung weitgehend vermeiden.

Neben einer hohen Leistungsverstärkung wird eine möglichst große Bandbreite der Röhre angestrebt. Zur Kennzeichnung der Qualität einer Röhre hat man daher einen Gütefaktor eingeführt. Das ist das Produkt aus Bandbreite und Leistungsverstärkung bei 3 db Abfall an den Bandgrenzen. Der Gütefaktor der Röhre ergibt sich aus Gleichung (2):

$$A \approx \frac{|S|^2}{4\pi (G_e \cdot c_a)}. \qquad (2)$$

Darin bedeuten:

S = komplexe Steilheit, G_e = Eingangswirkleitwert bei Kurzschluß des Ausgangs, c_a = Ausgangskapazität bei Kurzschluß des Eingangs.

Vergleich verschiedener Röhrentypen für das Höchstfrequenzgebiet

Die bereits erwähnten Forderungen der drahtlosen Nachrichtentechnik führten zur Entwicklung von Röhren, die zunächst eine Schwingungserzeugung und Verstärkung bis zu Wellenlängen von 15 cm gestatteten. Später wurden Röhren auch für das 10-cm-Gebiet entwickelt. Die hier üblichen Ausführungsformen sind in den Bildern 2 und 3 dargestellt [8]. Die Röhre LD 12 (Bild 2) wurde von der Telefunken-Gesellschaft in Metallkeramikbauweise entwickelt. Die Fertigung dieser Röhre wurde jedoch nach 1945 von Telefunken nicht wieder aufgenommen. In Berlin wird sie vom Werk für Fernmeldewesen „WF" hergestellt. Der Abstand Gitter—Katode beträgt 100 μ = 0,1 mm, der Abstand Gitter—Anode 600 μ = 0,6 mm. In

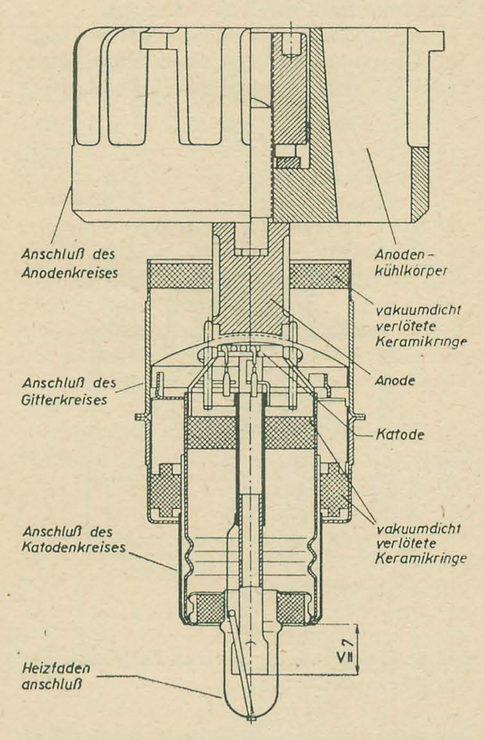


Bild 2: Querschnitt der Scheibentriode LD 12

unterschiedlicher technologischer Ausführungsform, und zwar in Metallglastechnik, wird die im Bild 3 gezeigte Scheibentriode 2 C 40 der RCA gefertigt. Die Entscheidung, welcher technologischen Ausführungsform der Vorzug gebührt, ist von den auf der Geräteseite gestellten Bedingungen abhängig. Die Metallkeramikausführung ist wesentlich robuster und thermisch höher belastbar. Daher eignet

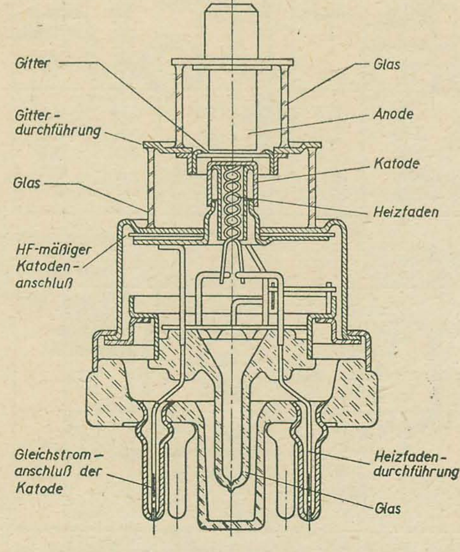


Bild 3: Querschnitt der Scheibentriode 2 C 40

sie sich besonders für Leistungsröhren. So gibt die Röhre LD 12 als Oszillator bei 3000 MHz etwa 4 W Hochfrequenzleistung bei einer zugeführten Gleichstromleistung von 50 W ab. Als Vergleichstyp in leistungsmäßiger Hinsicht sei die Scheibentriode 2 C 39 der RCA angeführt, die bei etwa 3000 MHz und einer Gleichstromleistung von 30 W eine Nutzleistung von etwa 7,2 W liefert und jetzt ebenfalls in Metallkeramikbauweise ausgeführt wird.

Dagegen beträgt die Ausgangsleistung der 2 C 40 lediglich 0,4 W bei einer Gleichstromleistung von 3,85 W, so daß der Unterschied zwischen Metallkeramik- und Metallglasausführung augenfällig wird.

Der Vorteil der Metallglasausführung ist die geringere Eingangskapazität c_e, da Glas bei gleicher Dielektrizitätskonstante wie Keramik eine geringere Wandstärke gestattet.

Gittergesteuerte Röhren konnten zunächst nur für Frequenzen bis zu 3000 MHz verwendet werden. Im Gebiet über 3000 MHz behaupteten sich die Klystrons, deren Steuerungsprinzip auf einer Phasenfokussierung beruht. Man nutzt in diesem Falle zur Verstärkung und Erzeugung von Höchstfrequenzschwingungen bewußt die Laufzeiteffekte aus, die bei der dichtegesteuerten Röhre zu einem Versagen der Funktion geführt haben. Außerdem ließen sich mit Hilfe des Laufzeitprinzips im Frequenzgebiet von 3000 bis 10000 MHz die Röhrenabmessungen und die bei der Fertigung einzuhaltenden Toleranzen mit den gewöhnlichen Mitteln des Röhrenbaues durchaus realisieren. Für Breitbandrichtverbindungen ist jedoch die geringe Bandbreite der Klystrons sowie ihr hoher Rauschfaktor nachteilig.

So sind mit den besten Zweikreisklystrons lediglich Gütezahlen bis maximal 100 MHz zu erreichen, während mit modernen Trioden Gütezahlen bis etwa 1500 MHz erreicht werden können. Mit Dreikreis- und Vierkreisklystrons lassen sich zwar Gütezahlen über 1000 MHz erreichen, jedoch besitzen diese Röhren wesentlich höhere Beschleunigungsspannungen als Trioden und erfordern ein

---

1) lat.: in wechselseitiger Beziehung stehend

2) *Anmerkung der Redaktion: Der Ausdruck „relative Steilheit", der in den USA geprägt wurde, ist bei uns wenig gebräuchlich. Ein Vergleich von Röhren auf Grund der relativen Steilheit ist nur dann sinnvoll, wenn die Anodenströme beider Röhren gleich sind. So ist zum Beispiel die relative Steilheit der EF 12 höher als die der EF 80! Dieses Resultat ergibt sich daraus, daß zur Ermittlung der relativen Steilheit die normale Steilheit durch den Anodenstrom dividiert wird, die Steilheit aber nur mit der dritten Wurzel aus dem Anodenstrom ansteigt! Dividiert man die Steilheit durch die dritte Wurzel aus dem Anodenstrom, so erhält man die Steilheitskonstante a, das ist die Steilheit bei I_a = 1 mA. Es ist also* $S_{rel} = \frac{|S|}{I_a}$, $a = \frac{|S|}{I_a^{\frac{1}{3}}}$. *Ein Vergleich zeigt den Unterschied:*

Röhrentyp	S_{rel} in V^{-1}	Steilheitskonstante a in $mA^{\frac{3}{2}}\,V^{-1}$
WE 416 A	2	17,1
EC 56	0,53	5,15
EF 12	0,7	1,46
EF 80	0,68	4,65

Magnetfeld zur Bündelung des Elektronenstrahles.

Die Wanderfeldröhre und das Wanderfeldmagnetron sind Röhren, die theoretisch den an sie gestellten Forderungen hinsichtlich Bandbreite und Rauschfaktor genügen (Gütezahl 10^5 bis 10^6 MHz), jedoch müssen bei diesen Röhren hohe Anforderungen an die Bündelung des Elektronenstrahles und das Vakuum gestellt werden, wenn die angeführten Werte erreicht werden sollen. Nachteilig sind bei diesen Röhrentypen die erforderlichen hohen Anodenspannungen von 1 bis 3 kV, die Röhrenform und das erforderliche Magnetfeld. Wie bereits erwähnt, konnte durch weitgehende Verfeinerung der Fertigungstechnik die obere Frequenzgrenze der dichtegesteuerten Röhren in das Gebiet von 4000 MHz verlagert werden. Auf dem Weltmarkt sind zur Zeit einige Ausführungsformen von Scheibentrioden bekannt, die noch im Frequenzgebiet von 4000 MHz eine Verstärkung und Schwingungserzeugung gestatten.

Ausführungsformen und Betriebswerte von 4000-MHz-Trioden

Mit der Verringerung der Gitterkatodenabstände der Röhren für das 4000-MHz-Gebiet wurden auch die äußeren geometrischen Abmessungen kleiner. Gemeinsam ist allen Ausführungen die konzentrische Bauweise, so daß die Röhren entweder in Koaxialkreise oder aber auch in Rechteckhohlrohrkreise eingesetzt werden können. Die wesentlichsten Betriebswerte der 4000-MHz-Trioden sind in der Tabelle 1 zusammengestellt, denen zum Vergleich die Daten der LD 12 und der 2 C 40 gegenübergestellt sind.

Eine Gegenüberstellung der geometrischen Abstände von Gitter—Katode $d_{g/k}$ und Gitter—Anode $d_{g/a}$, der Katodenfläche O, der maximalen Katodenstromdichte i und der Eingangskapazität c_e sowie der Kapazität Gitter—Anode $c_{g/a}$ ist in Tabelle 2 gegeben.

Die Scheibentriode WE 416 A ist für Verstärker- und Sendezwecke bis zu 4000 MHz geeignet [7, 9, 10, 11]. Die Hochfrequenzverstärkung bei 4000 MHz beträgt im Mittel etwa 10 db bei einer Bandbreite von 110 MHz, die mittlere Ausgangsleistung bei einem Katodenstrom von 30 mA etwa 0,5 bis 1 W. Als Modulator liefert die Röhre bei einer zugeführten Oszillatorleistung von 0,2 W eine Ausgangsleistung von etwa 10 mW, wobei die Mischverstärkung innerhalb von 5 bis 9 db liegt.

Den Aufbau einer Scheibentriode zeigt der Querschnitt durch einen Paralleltyp der WE 416 A, die von der CSF Paris gefer-

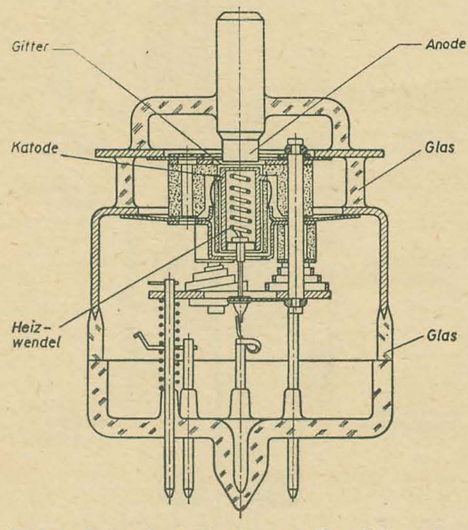


Bild 4: Querschnitt durch einen Paralleltyp der WE 416 A (CSF Paris)

tigt wird (Bild 4). Besonders interessant ist hier bei allen Röhrentypen die Art der Gitterkonstruktion, deren Einzelheiten Bild 5 deutlich erkennen läßt. Das Gitter besteht aus einem ringförmigen Gitterträger aus Molybdän, dessen Oberfläche poliert und vergoldet ist, was eine einwandfreie Kontaktgabe gewährleistet. Auch die Gitterdrähte sind vergoldet, da-

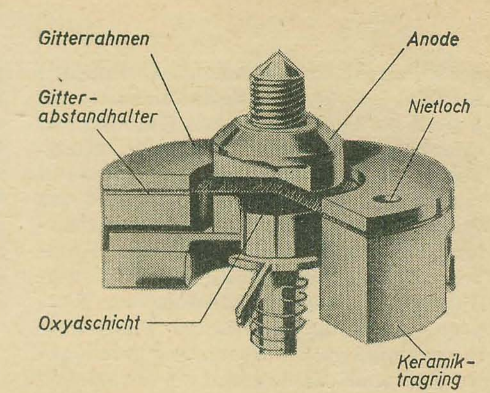


Bild 5: Gitter- und Katodenkonstruktion der Scheibentriode WE 416 A

mit die thermische Gitteremission so weit wie möglich unterdrückt wird. Für das Gitter wird 7,5 μ dicker Wolframdraht bei einem Drahtabstand von 18 μ verwendet. Die Spannung der einander parallelen Gitterdrähte beträgt 15 g, so daß ein Durchhängen auch bei Erhitzung im Betriebszustand ausgeschlossen ist. Der Abstand des Gitters von der Katode beträgt nur 16 μ, das sind 0,016 mm!

Die Katode wird in einer Spezialmaschine mit einer 13 μ dicken Schicht aus Barium-Strontiumkarbonatpaste besprüht. Die spezifische Flächenbelastung beträgt im Betrieb 160 mA/cm². Durch die Art der Katodenheizung ergibt sich bei der WE 416 A bei einem Katodendurchmesser von nur 4,5 mm die verhältnismäßig hohe Heizleistung von 11,7 W. Die Steilheit hat bei einem Katodenstrom von 25 mA den ungewöhnlich hohen Wert von 50 mA/V.

Ein neuerer Röhrentyp ist die in Metallkeramikausführung hergestellte GL 6299 der General Electric. Den Querschnitt eines ähnlichen Typs, der GL 29 mit einer Ausgangsleistung bei 0,5 W zeigt Bild 6.

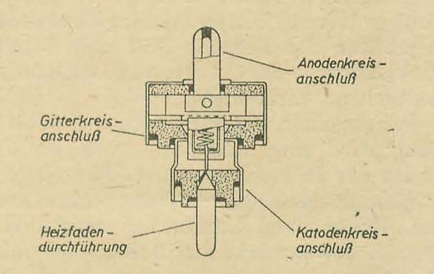


Bild 6: Querschnitt durch die Scheibentriode GL 29, ähnlich der Gl 6299

Eine weitere moderne Ausführungsform ist im Bild 7 dargestellt. Es handelt sich hierbei um die Metallkeramikröhre GL 6442. Einen Eindruck vom Aufbau vermittelt der Querschnitt Bild 8. Zu der rein konstruktiven Ausführung ist zu bemerken, daß sämtliche Elektrodendurchführungen großflächig und massiv hergestellt sind, wodurch eine gute Wärmeableitung gewährleistet ist. Als zulässige Temperatur der Durchführungen wird 175°C angegeben. Sämtliche Durchführungen sind dick versilbert, so daß stets einwandfreier Kontakt mit den angeschlossenen Schwingungskreisen gewährleistet ist.

Die keramische Ausführung ist neben ihrer thermischen Widerstandsfähigkeit auch unempfindlicher gegen Erschütte-

Tabelle 1

Röhre	Heizspannung U_f V	Heizstrom I_f A	Anodenspannung U_a V	Gittervorspannung U_g V	Anodenstrom I_a mA	Statische Steilheit S_o mA/V	Äquivalenter Gitterrauschwiderstand $r_ä$ Ω	Betriebswellenlänge λ cm	Gütezahl A MHz	Leistungsgewinn b db	Bandbreite B MHz	Max. Ausgangsleist. im Dauerbetrieb P_{max} W
WE416A	6,3	1,85	400	—1,0	26,0	51	52	7,5	1100	10	110	0,5
Gl 6299	6,3	0,36	200	—0,7	10,0	11	250	7,5	—	—	—	0,5
EC 56	6,3	0,65	180	—3,5	30,0	16	~160	7,5	400	10,5	110	0,5
2 C 40	6,3	0,5	250	—4,6	15,0	4,85	460	10	30	20	—	0,4
LD 12¹)	12,6	0,8	500	—6	100,0	10	~270	10	—	—	—	4

Tabelle 2

Röhre	Katodenfläche O cm²	Katodenstromdichte i mA/cm²	Abstand Gitter-Katode $d_{g/k}$ mm	Abstand Gitter-Anode $d_{g/a}$ mm	Eingangskapazität c_e pF	Gitter-Anoden-Kapazität $c_{g/a}$ pF
WE 416 A	0,16	180	0,017	0,3	10	1,05
Gl 6299	0,09	110	0,01	0,1	—	2,0
EC 56	0,06	500	0,04	—	2,4	1,6
2 C 40	0,19	150	0,12	0,32	—	—
LD 12¹)	0,5	200	0,1	0,60	10	2,4

¹) Die angegebenen Daten gelten für die Röhren aus der Fertigung des Werkes für Fernmeldewesen „WF“

rungen, also mechanisch widerstandsfähiger als eine Glasausführung. Auf die Keramikteile wird an den Stirnseiten eine Schicht aus einem Metallpulver aufgesintert, so daß sie sich wie gewöhnliche Metallteile vakuumdicht hartverlöten lassen.

Das Steuergitter wird durch Federdruck in die Gitterzuführungen eingepreßt, wobei

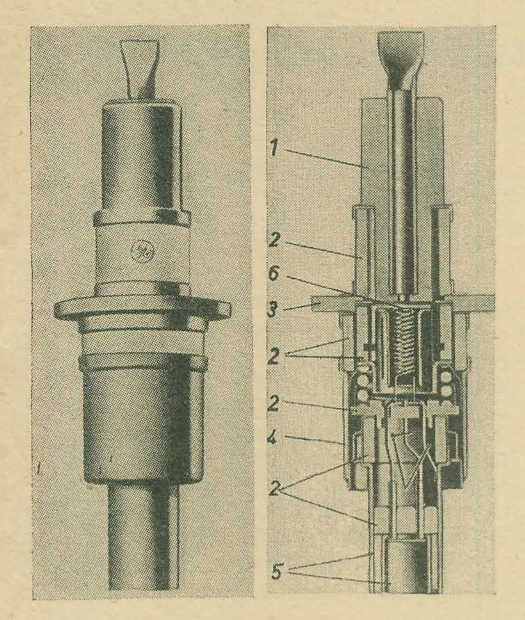


Bild 7 (links): Scheibentriode Gl 6442 für eine Wellenlänge von 7,5 cm. Länge: 60 mm, Durchmesser: 12 mm

Bild 8 (rechts): Querschnitt durch die Scheibentriode Gl 6442: 1 Anode, 2 Keramikisolation, 3 Gitterdurchführung, 4 Katodendurchführung, 5 Heizerdurchführung, 6 Steuergitter

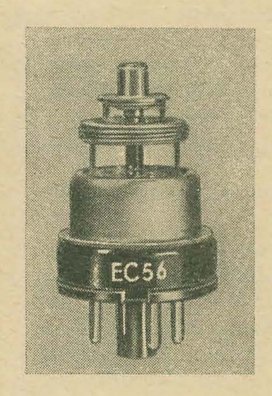


Bild 9: Ansicht der Scheibentriode Typ EC 56 (Philips)

der Gitterkatodenabstand bei dieser Ausführung mit 0,01 mm = 10 μ, der Abstand Gitter—Anode mit 0,1 mm = 100 μ angegeben wird. Bei diesen Abmessungen scheint die Grenze des Röhrenbaues von dichtegesteuerten Röhren zu liegen, so daß durch rein konstruktive Maßnahmen kaum noch grundsätzliche Verbesserungen der Höchstfrequenzscheibentrioden zu erwarten sind. Die Scheibentriode GL 6442 läßt sich für Breitbandrichtverbindungsstrecken für kleinere Radargeräte, Funkfeuer- und Navigationszwecke verwenden. Abgesehen von den Richtverbindungsstrecken wird die Röhre impulsmäßig betrieben und gibt bei einer positiven Spitzenspannung von 3 kV eine Ausgangsleistung von 2 kW bei einer Frequenz von 3500 MHz ab. Als C-Verstärker bei 2500 MHz, 350 V Anodenspannung und einem Katodenstrom von 35 mA kann die Röhre 8 W Anodenverlustleistung aufnehmen.

Eine ebenfalls für das Frequenzgebiet von 4000 MHz geeignete Röhre ist die von Philips entwickelte EC 56 (Bild 9). Sie ist ähnlich wie die WE 416 A aufgebaut, hat aber einen wesentlich größeren Abstand Gitter—Katode (0,04 mm) bei einer Steilheit von 16 mA/V. Man erreicht dies durch die wesentlich höhere Katodenstromdichte, die 500 mA/cm² beträgt, und mit einer sogenannten L-Katode [1, 2]. In Oszillatorschaltungen liefert die Röhre eine Ausgangsleistung von etwa 1 W. Die Leistungsverstärkung im Verstärkerbetrieb beträgt bei f = 4000 MHz und B = 100 MHz 13 db.

Literatur

[1] Lemmens, Jansen, Lossjes: A new cathode for heavy loads, Phil. techn. Rev. Bd. 11 (1950) H. 12, S. 341 bis 350.

[2] Katz: Rau, Thermische Daten einiger Metallkapillarkatoden, Frequenz Bd. 5 (1951) S. 192 bis 196.

[3] Leithäuser, Winkel: Fernsehen, S. 204 bis 223, Springer Verlag 1953.

[4] Kleen: Rauschen der Empfänger I, Fernm. Techn. Zeitschr. H. 1 (1951) S. 19 bis 25.

[5] Kleen: Rauschen der Empfänger II, Fernm. Techn. Zeitschr. H. 2 (1951) S. 56 bis 63.

[6] Barris: On the space charge smoothing of shot fluctations in triode systems responding to very high frequencies, Journ. Brit. I. R. E. Bd. 10 (1950) H. 7, S. 229 bis 240.

[7] Rothe: Röhren für Ein- und Ausgangsstufen im 4000-MHz-Gebiet, Fernm. Techn. Zeitschr. Bd. 5 (1954) H. 10, S. 532 bis 539.

[8] Schnitger: Röhren für die Nachrichtenübermittlung mit Frequenzen über 1000 MHz, Fernm. Techn. Zeitschr. H. 1 (1950), S. 13 bis 22.

[9] Bowen: Mumford, A new microwave triode: Its performance as a modulator and as a amplifier, Bell Syst. techn. Journ. Bd. 29 (1950) S. 531 bis 552.

[10] Morton, Ryder: Design Factors of the Bell Telephone 1553 Triode, Bell System techn. Journ. Bd. 29 (1950) S. 496 bis 530.

[11] Morton: A microwave triode for radio relay, Bell Lab. Rec. Bd. 27 (1949) S. 106 bis 170.

Neues über Rundfunksender und Rundfunkteilnehmer

Senderzentrum in Rugby

In Rugby (England) wurde der Postdirektion vor kurzem ein Gelände mit 28 modernen 30-kW-Sendern übergeben. Die Sender arbeiten im Bereich von 4 bis 27,5 MHz. Sämtliche 28 Sender können von einem Regiepult aus geschaltet und überwacht werden.

Auch in Wrothan (England) sind jetzt drei UKW-Sender in Betrieb genommen worden. Jeder Sender hat eine Strahlleistung von 120 kW.

Rundfunkteilnehmer in Großbritannien

Ende August dieses Jahres wurden in Großbritannien 14124587 Rundfunkteilnehmer gezählt. Davon entfallen auf Hörrundfunk etwa 10 Millionen und auf Fernsehrundfunk über 4 Millionen.

Rundfunkstationen in den USA

Nach Angaben der Federal Communications Commission waren Ende Juli 1955 3665 Rundfunksender in den Vereinigten Staaten in Betrieb, darunter 2719 amplitudenmodulierte Mittelwellensender, 499 UKW-Sender und 444 Fernsehsender. 109 Fernsehsender arbeiten im Ultrahochfrequenzband (über 470 MHz). Von etwa 180 Fernsehsendern, die in naher Zukunft in Betrieb genommen werden sollen, werden ebenfalls 119 im UHF-Bereich arbeiten. 364 Fernsehsender strahlen zur Zeit farbige Programme aus. Nach Angaben der Zeitschrift „Tele-Tech" können jedoch nur wenige ein eigenes Programm bringen. Die meisten Sender sind an eine Farbfernsehrelaisstrecke angeschlossen, die das Programm der größeren Sender weiterleitet. *Aus „Wireless World" 1955*

Sender Bogotá

Die Firma Telefunken hat von der Regierung des südamerikanischen Staates Columbien den Auftrag zur Lieferung und Errichtung einer größeren Zahl von Rundfunksendern, die von der columbianischen Rundfunkgesellschaft betrieben werden sollen, erhalten. Zu dem Lieferprogramm gehört eine Großstation in der Landeshauptstadt Bogotá mit einem 50-kW-Mittelwellensender und einem 200 m hohen Mast sowie weitere sechs Sender mit den dazugehörigen Antennenanlagen. Zwei Sender mit einer Leistung von je 100 kW sind für internationale Rundfunksendungen, zwei weitere mit je 50 kW auf den längeren Kurzwellen für die Rundfunkversorgung des Landes Columbien selbst bestimmt. Ein 20-kW-Mittelwellensender und ein 20-kW-Kurzwellensender sind als Ersatzsender gedacht.

Die Senderzentrale Bogotá liegt in 2600 m Höhe und etwa 30 km von der Hauptstadt entfernt. Durch die große Höhe und den aus diesem Grunde geringen Luftdruck waren einige besondere Maßnahmen erforderlich, um das einwandfreie Arbeiten der Anlage zu gewährleisten. Die Endstufen der Sender sind mit neu entwickelten Röhren mit Verdampfungskühlung ausgerüstet, da wegen des am Aufstellungsort schwer zu beschaffenden Wassers normale wassergekühlte Röhren nicht verwendet werden können.

Durch weitgehende automatische Bedienung der kompletten Sendeanlage wird ein Höchstmaß an Betriebssicherheit erreicht.

Bei Netzausfall sorgen selbsttätig anlaufende Notstromdieselaggregate, die innerhalb von 7 s auf vollen Touren laufen, für die Aufrechterhaltung des Betriebes. *tae-*

WERNER TAEGER



Funkortung und Funkmeßtechnik

Bild 1: Drehantenne (Abtaster) der Schiffsradaranlage auf dem Schornstein eines Schiffes; davor der Peilrahmen

Die Entwicklung der modernen Funkmeßverfahren (Hyperbelnavigation, Radartechnik) und ihre aufsehenerregenden Leistungen haben dazu geführt, daß die älteren Peilverfahren als unwichtig und für die heutigen Aufgaben der Navigation zu Wasser und in der Luft als unzulänglich betrachtet werden. Wie abwegig diese Meinung ist, zeigt bereits das Beispiel eines in Seenot befindlichen Schiffes. Diesem ist in keiner Weise damit geholfen, zu wissen, an welchem Punkt eines Hyperbelkartennetzes es sich im Augenblick der Havarie befindet. Auch die Schirmbildanzeige eines im Erfassungsbereich seiner Radaranlage liegenden Schiffes kann der Schiffsführung nichts nützen. Leistungsfähige Bordsender und Peilanlagen allein können einem in Seenot befindlichen Schiff die erwartete Hilfe bringen. Ehe daher auf die modernen Funkmeßverfahren eingegangen wird, sollen in einem kurzen Überblick die wichtigsten Methoden des Richtempfanges, der Eigen- und Fremdpeilung beschrieben werden.

Funkpeilung

Im allgemeinsten Sinne versteht man unter Funkpeilen das Bestimmen der Einfallsrichtung der von einem Sender ausgestrahlten elektromagnetischen Wellen am Aufstellungsort des Peilers. Das ist einmal durch Eigenpeilung ortsfester Sender mit einem Bordpeiler möglich oder durch Fremdpeilung des Fahrzeugs von einer ortsfesten Peilstation aus. In beiden Fällen ist natürlich Voraussetzung, daß sich die elektromagnetischen Wellen ungestört und geradlinig ausbreiten. Während des Tages ist diese Voraussetzung für den Peilwellenbereich 600 bis 1000 m hinreichend erfüllt. Bei Verwendung einer Rahmenantenne (Drehrahmenpeiler) entsteht die Richtwirkung dadurch, daß je nach der Rahmenstellung eine verschieden große magnetische Durchflutung stattfindet. Liegt die Rahmenebene in der Einfallsrichtung der Wellen, so ist die Durchflutung ein Maximum; liegt die Rahmenebene senkrecht zur Einfallsrichtung, so verschwindet der Empfang. Da magnetische und elektrische Felder unlösbar miteinander verknüpft sind, genügt die Betrachtung des magnetischen oder des elektrischen Feldvektors, um das Verhalten des Drehrahmens zu beschreiben. Bild 2 zeigt, wie die vom Peilrahmen abgegebene Spannung von der Rahmenstellung abhängt. Die Amplitude dieser Spannung ist aus der einfachen Beziehung

$$U_R = U_{max} \cos \varphi \qquad (1)$$

und der Winkel damit aus

$$\cos \varphi = \frac{U_R}{U_{max}} \qquad (1a)$$

zu berechnen.

Aus dem Horizontaldiagramm Bild 2 folgt weiter, daß jede Peilung zweideutig ist. Bei einer Drehung des Rahmens um 180° bleibt nämlich der Betrag der induzierten Spannung erhalten. Es sind also besondere Vorkehrungen erforderlich, um aus der Messung eine eindeutige Richtungsangabe herzuleiten, die sogenannte Seitenbestimmung.

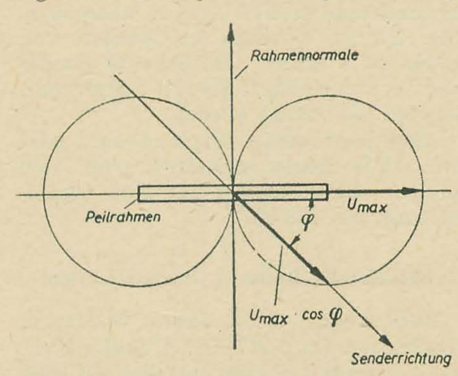


Bild 2: Horizontaldiagramm eines Peilrahmens

Die Peilungen erfolgen stets durch Aufsuchen des Minimums der Lautstärke an dem an den Peilrahmen angeschlossenen Empfänger, da in der Nähe des Minimums die Lautstärkeunterschiede am größten sind und der Peilrahmen mit der höchsten Genauigkeit in diese Stellung gedreht werden kann.

Nun handelt es sich bei dem Peilrahmen nicht um eine ideale Rahmenantenne mit vollkommener Symmetrie der Rahmenwicklung und ohne dielektrische Verluste. Der dielektrische Effekt ergibt nur geringe Fehler und kann daher meist vernachlässigt werden. Dagegen führt die stets vorhandene Unsymmetrie des Rahmens zu dem unerwünschten Antenneneffekt und der sogenannten Trübung des Minimums.

Die Trübung entsteht dadurch, daß zu der Rahmenspannung nach Gleichung (1) eine weitere aus dem Antenneneffekt resultierende Spannung hinzutritt, die gegen die erste um 90° verschoben ist. Die vektorielle Addition der beiden Spannungen führt dazu, daß auch bei rechtweisendem Peilrahmen die Lautstärke im Kopfhörer nicht auf Null absinkt, sondern lediglich auf einen Restbetrag heruntergeht; das heißt, die Peilempfindlichkeit wird an dieser Stelle unendlich klein.

Um den ungerichteten Antenneneffekt zu beseitigen, benutzt man eine Hilfsantenne neben oder auf dem Drehrahmen. Die Enttrübung des Minimums gelingt vollständig, wenn man dafür sorgt, daß die von der Hilfsantenne gelieferte Spannung gleiche Amplitude aber entgegengesetzte Phase wie die des störenden Antenneneffektes besitzt.

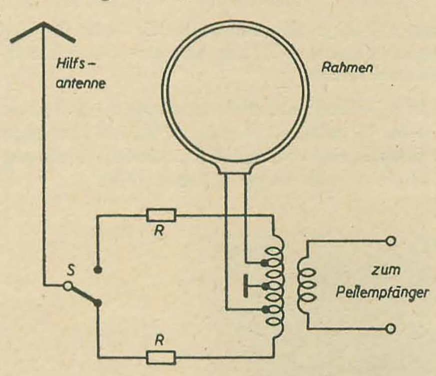


Bild 3: Seitenbestimmung mit Rahmen und Hilfsantenne

Die Hilfsantenne dient gleichzeitig dazu, die oben erwähnte Zweideutigkeit der Rahmenpeilung zu beseitigen. Bild 3 zeigt die Schaltung von Peilrahmen und Hilfs-

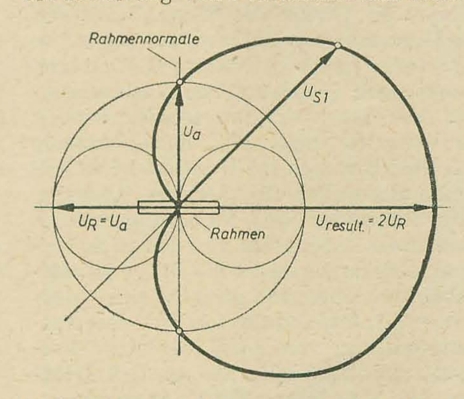


Bild 4: Horizontaldiagramm zur Seitenbestimmung (Kardioide)

antenne, Bild 4 das sich aus dieser Anordnung ergebende Horizontaldiagramm. Die Seitenbestimmung der Welleneinfallsrichtung erfolgt, indem man den Rahmen nach Auffinden des Minimums in eine Stellung maximaler Empfangslautstärke dreht. Durch Umschalten des Peilseitenschalters S im Bild 3 wird der Kopplungssinn der Hilfsantenne mit dem Rahmen umgekehrt und festgestellt, auf welcher Seite das Minimum liegt. Die Polung der Rahmenanschlüsse im Peilgerät ist so festgelegt, daß die geringere Empfangssignalstärke die Seite bezeichnet, auf der sich der angepeilte Sender befindet. Die sich mit diesem Peilverfahren ergebende Kurve für das Horizontaldiagramm hat Ähnlichkeit mit einem Herzen, so daß sie in der Mathematik mit Herzkurve oder Kardioide bezeichnet wird.

Neben diesem relativ einfachen Drehrahmenpeiler gibt es noch eine größere Anzahl komplizierterer Peilgeräte. In diesem Zusammenhang sollen nur der Goniometerpeiler mit zwei zueinander rechtwinklig stehenden aber festmontierten Rahmen (Kreuzrahmen) und der Adcockpeiler erwähnt werden.

Bild 5 zeigt das Blockschaltbild einer Goniometerfunkpeilanlage (Telegon II sorgungsgerät mit ausreichender Siebung erfolgen.

Die Hyperbelverfahren

Auf wesentlich anderer Grundlage arbeiten die während des Krieges entwickelten verschiedenen Hyperbelverfahren. Die Hyperbel ist der geometrische Ort aller Punkte, deren Entfernungsunterschied von zwei gegebenen Punkten (den Brennpunkten der Hyperbeln) konstant ist. Die Hyperbel ist wie die Ellipse ein Kegelschnitt. Es wird sicherlich vielen Lesern bekannt sein, wie beispielsweise der Gärtner die Konturen eines ellipsenförmigen Beetes in den Erdboden zeichnet: Er befestigt an zwei Punkten (B_1 und B_2, den Brennpunkten der Ellipse im Bild 7) eine Schnur von der Länge a + b, die natürlich länger als die Entfernung der Brennpunkte voneinander sein muß. Mit einem spitzen Holz, das innerhalb der Schnur an dieser entlang gleitet, kann man nun etwa bei dem Punkt P_1 beginnend die Ellipse in den Erdboden zeichnen. Im Gegensatz zur Hyperbel ist nämlich die Ellipse der geometrische Ort aller Punkte, deren Entfernungssumme von zwei Punkten konstant ist.

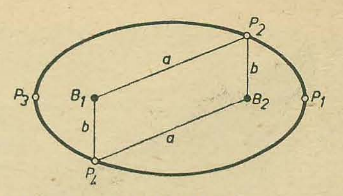


Bild 7: Konstruktion der Ellipse

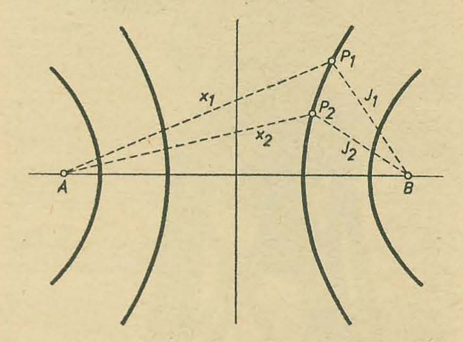


Bild 8: Differenzentfernungsmessung nach dem Hyperbelverfahren

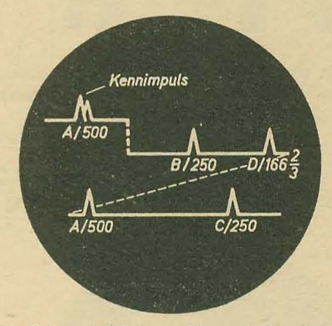


Bild 9: Schirmbild beim Hyperbelverfahren

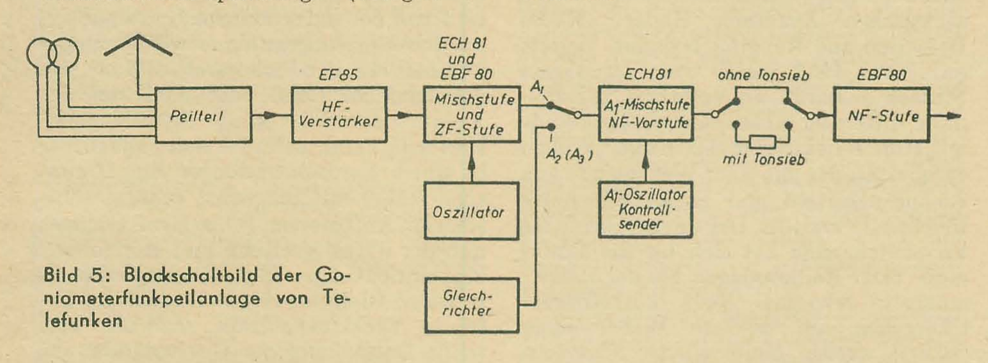


Bild 5: Blockschaltbild der Goniometerfunkpeilanlage von Telefunken

von Telefunken). Das Gerät besitzt einen feststehenden Peilrahmen und eine frei verspannte Hilfsantenne. Zu dem Aufbau gehört ein 5-Röhren-Überlagerungsempfänger mit regelbarer Bandbreite, HF-Vorstufe, Mischstufe mit Oszillator, ZF-Verstärker (ZF = 180 kHz) mit Dreikreisfiltern, zweiter Oszillator für A_1-Betrieb, NF-Vorstufe für A_2/A_3-Betrieb und NF-Tonsieb (Bild 6). Die Wellenbereiche sind: Langwelle 558 bis 1300 m und Grenzwelle 71,5 bis 187 m. Die Stromversorgung dieser Peilanlage kann aus einer 6-V-Heizbatterie und einer 120-V-Anodenbatterie oder aus einer 24-V-Batterie über ein Zerhackerstromver-

Eine Möglichkeit der Entfernungsmessung für navigatorische Zwecke ist die Ermittlung des Entfernungsunterschiedes von zwei festen Bezugspunkten (A und B im Bild 8), wobei praktisch die Messung des Laufzeitunterschiedes von Funksignalen genügt. In diesem Fall wird nämlich die durch den Standort gehende Hyperbel mit einem der Bezugspunkte als Brennpunkt zu einer Standortlinie. Die Hyperbeläste bilden außerdem in größerer Entfernung vom Brennpunkt annähernd Gerade und können daher beim Verwenden einer Karte mit eingezeichnetem Hyperbelnetz als Leitstrahlen benutzt werden. Im allgemeinen werden mehrere Bezugspunktpaare (Senderpaare) eingesetzt, so daß beim Abmessen von zwei Bezugspunktpaaren Standortbestimmungen möglich werden, da sich die erhaltenen Hyperbelstandortlinien schneiden.

Das ursprüngliche Hyperbelverfahren arbeitete mit vier Sendern A, B, C und D, deren Trägerfrequenzen im UKW-Gebiet zwischen 20 bis 60 MHz lagen. Zum Beispiel sendet der Sender A 500 Impulse und die Sender B und C 250 Impulse je Sekunde auf der gleichen Trägerfrequenz. Der Sender D steht in definiertem Abstand vom Sender A und ist mit $166^2/_3$ Impulsen je Sekunde getastet. Wegen der nur kurzzeitigen Belastung der Senderöhren durch die Impulse kann die von den einzelnen Sendern ausgestrahlte Leistung sehr hoch sein (etwa 300 kW je Sender).

Der UKW-Empfänger im Flugzeug weist keine Besonderheiten auf; an diesen ist aber ein Spezialoszillograf angeschlossen, der mit 250 Hz abgelenkt und von den vom Sender A ausgestrahlten 500 Impulsen/Sekunde synchronisiert wird. Die Zeitlinie auf dem Schirm der Oszillografenröhre (Bild 9) ist dreifach, die gestrichelten Linien zeigen den dunkelgesteuerten Rücklauf des Elektronenstrahles an. Auf der obersten Linie ist der A-Impuls (außerdem noch ein besonderer Kennimpuls, um das aufgenommene System von anderen zu unterscheiden) als Zacken erkennbar, auf der zweiten Zeitlinie der B-Impuls und senkrecht unter dem ersten A-Impuls auf der dritten Zeitlinie der zweite A-Impuls und davon abgesetzt der C-Impuls. Auf einer der beiden unteren Zeitlinien erscheint außerdem

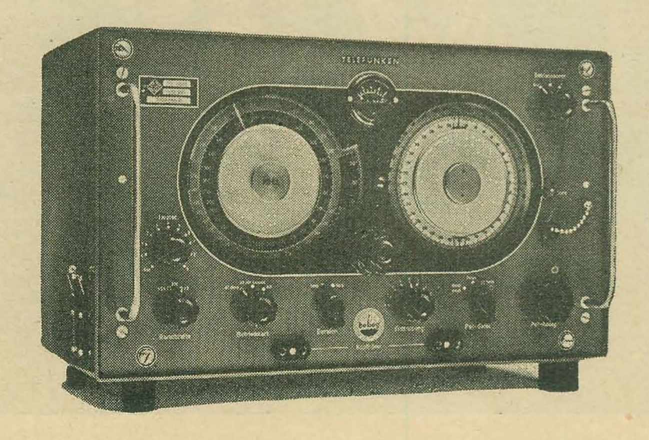


Bild 6: Goniometerfunkpeilanlage „Telegon II" von Telefunken

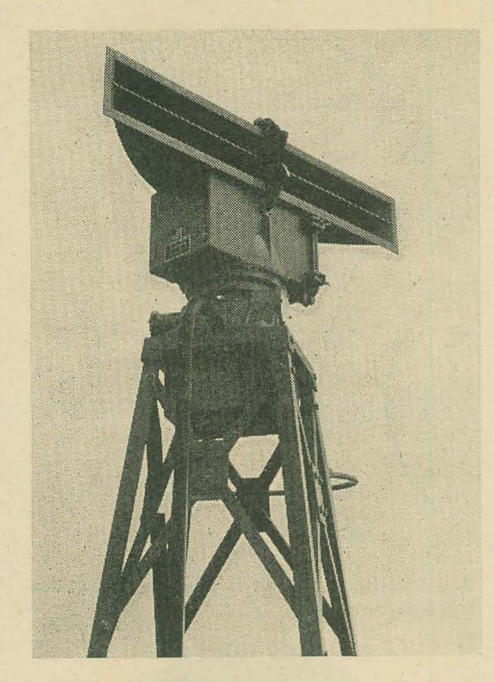


Bild 10: Drehantenne für eine Radaranlage, die Antenne für Sendung und Empfang dreht sich 24mal in der Minute

Bild 11: 5″-Sichtgerät einer Telefunken-Decca-Radaranlage für die Entfernungsmessung

noch der D-Impuls. Durch das Messen der Abstände A—B und A—C auf dem Bildschirm läßt sich auf einer Karte mit eingezeichnetem Hyperbelnetz der Standort des Flugzeuges verhältnismäßig genau bestimmen. In einer Entfernung von 1000 km vom Sendersystem beträgt die Genauigkeit der Ortung etwa ± 100 m.

Für die Weitstreckennavigation eignen sich Langwellensender besser als UKW-Sender. Die heutigen nach dem Hyperbelverfahren arbeitenden Decca-Ketten benutzen daher Trägerfrequenzen von etwa 100 kHz (λ = 3000 m). Um einen Muttersender A sind die drei Tochtersender B, C und D in 200 km Abstand gruppiert. Die Auswertung im Flugzeug erfolgt mit dem sogenannten Decometer, das die entsprechenden B-, C- und D-Hyperbelkurvenscharen enthält. Ohne Zuhilfenahme eines besonderen Flugorters kann der Pilot auf einer Karte vor seinem Sitz genau ablesen, wo er sich im Augenblick befindet und welche Strecke er bereits zurückgelegt hat.

Das Radarverfahren

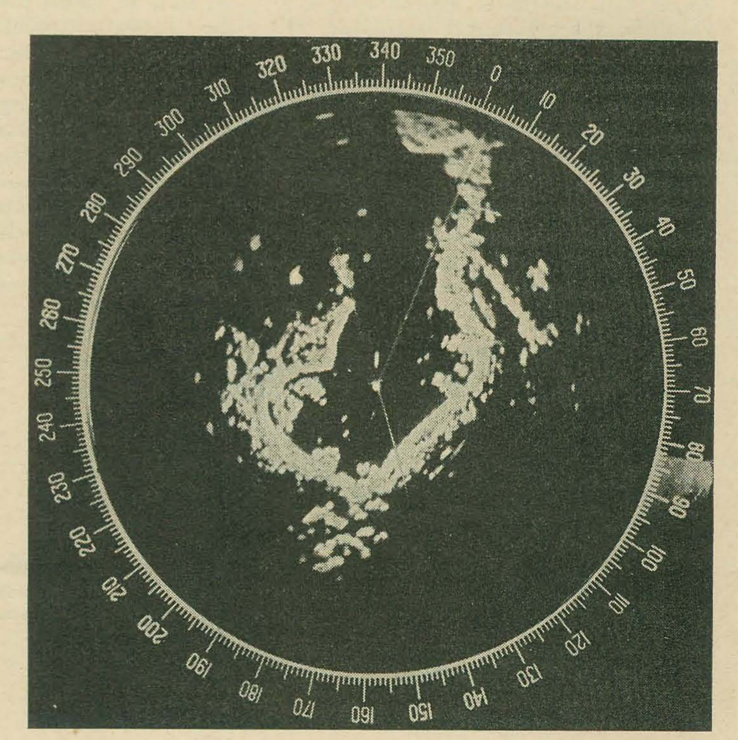
Die im Deutschen allgemein als „Funkmeß" bezeichneten Verfahren werden im Ausland gewöhnlich mit dem angelsächsischen Ausdruck Radar = **R**adio **D**etection **a**nd **R**anging benannt. Bereits im Jahre 1932 wurde von der Firma Pintsch in Berlin ein Verfahren zur Meldung entfernter metallischer Gegenstände mit Hilfe reflektierter elektrischer Wellen entwickelt, das mit einer Wellenlänge von 3,5 cm arbeitete und einige Kilometer Reichweite erzielte. Der damals benutzte Frequenzbereich hat sich für die Funkmeß- bzw. Radaranlagen als der zweckmäßigste erwiesen. Nach kurzzeitigem Übergehen auf größere Wellenlängen (10 cm) werden heute wieder allgemein die Wellenlängen um 3 cm herum benutzt. Die Auflösung der 3-cm-Geräte mit hoher Impulsfolgefrequenz ist ausgezeichnet. Das sich damit ergebende Schirmbild sagt dem geübten Auswerter ebensoviel wie eine gute Seekarte. Die Daten einer der neuesten Anlagen sind: Frequenz 9400 MHz, Impulsleistung 60 kW, Impulsfolgefrequenz 1500 Hz, Impulsdauer 0,2 μs und Antennendrehzahl 20 U/min. Das Gerät besitzt 33 Röhren, im Sichtgerät befindet sich eine Bildröhre mit 43-cm-Bildschirmdurchmesser. Die Höchstreichweite ist etwa 45 km, Nahauflösung wird bis zu einer Mindestentfernung von 40 m garantiert.

Die Arbeitsweise einer Radaranlage läßt sich leicht erklären: Eine Drehantenne rotiert etwa 20- bis 25mal in der Minute. Bild 10 zeigt den Abtaster mit den beiden übereinander angeordneten Parabolspiegeln, von denen der obere für die Aussendung der Signale, der untere zum Empfang der an einem Hindernis reflektierten Signale dient. Bei der von Telefunken entwickelten Anlage ist die Drehzahl 24 U/min, die ausgestrahlte Leistung beträgt 7 kW. Der scharf gebündelte Wellenstrahl ist mit Impulsen von 0,1 bis 0,2 μs Dauer bei einer Impulsfolgefrequenz 1000/s moduliert. Trifft nun der Strahl auf einen Gegenstand, so wird er mit Lichtgeschwindigkeit reflektiert und von der unter der Sendeantenne liegenden Empfangsantenne wieder aufgenommen. In dem Sichtgerät (Bild 14), das entweder an Land oder auch auf der Kommandobrücke eines Schiffes montiert sein kann, befindet sich ähnlich wie in einem Fernsehempfänger eine Braunsche Röhre mit möglichst großem Bildschirm. Auf diesem Bildschirm zeichnet nun der durch Vertikal- und Horizontalkippeinrichtungen in vertikaler und horizontaler Richtung über den Schirm geführte Elektronenstrahl eine schwarzweiße Darstellung der Gegenstände, auf die der ausgesandte impulsmodulierte Wellenstrahl beim Rotieren getroffen ist.

↓ Bild 12: Originalkarte vom Großen Wannsee



Bild 13: Radarschirmbild vom Großen Wannsee



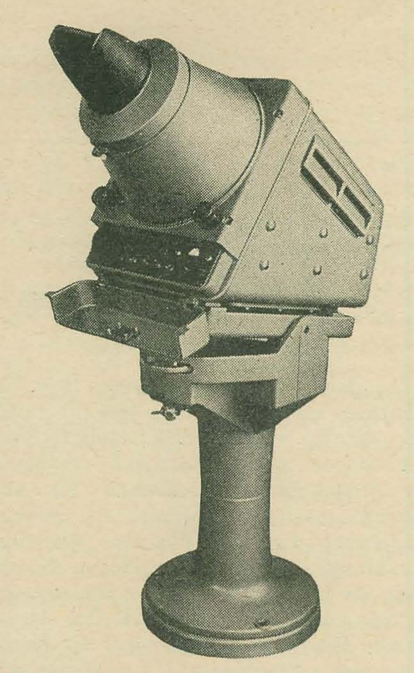


Bild 14: Telefunken-12″-Sichtgerät für die Kommandobrücke des Schiffes

Die Bilder 12 und 13 zeigen als Beispiel das Schirmbild einer Radaranlage vom Großen Wannsee bei Berlin und links danebenstehend die Originalkarte derselben Land- und Wasserlandschaft. Man erkennt deutlich die an den Anlegestellen liegenden Boote und auch auf dem Wannsee selbst fahrende Schiffe. Bild 1 zeigt den auf dem Schornstein eines Schiffes montierten Abtaster und davor den trotzdem nicht etwa überflüssig gewordenen Peilrahmen. Der Kapitän des Schiffes ist mit dem Radargerät in der Lage, auch bei unsichtigem Wetter, bei starkem Nebel usw., die Fahrstraße, die Küsten- und Seefahrtszeichen und vor allen Dingen auch etwaige Hindernisse vor sich (entgegenkommende Schiffe) rechtzeitig zu erkennen und seinen Kurs darauf einzurichten.

Bild 11 zeigt das 5″-Sichtgerät eines Telefunken-Decca-Radar, das hauptsächlich zur Entfernungsbestimmung dient. Das Bild auf dem Schirm kann durch eine Vorsatzlinse auf 7 Zoll (178 mm) vergrößert werden. Das Sichtgerät besitzt fünf Meßbereiche für $^1/_2$, 1, 3, 10 und 25 Seemeilen Entfernung. Die Zeitablenkung und die Erzeugung der Entfernungsmeßringe auf dem Bildschirm (Eichung) erfolgt automatisch. Außerdem ist im Gerät ein Synchronmotor untergebracht, der für den Gleichlauf des Anzeigebildes mit der Drehantenne (24 U/min) sorgt.

Durch Anwendung der in der Lichtoptik verwendeten Schmidt-Linse auf die Zentimeterwellentechnik kommt man zu außerordentlich scharfgebündelten Abtaststrahlen für die Drehantenne. Als Material für die Schmidt-Optik wird im Bereich der cm-Wellen Polystyrol verwendet. Stellt man in den Mittelpunkt (Brennpunkt) eines halbkreisförmigen Metallreflektors einen cm-Strahler und richtet diesen gegen den Reflektor, so verläßt den Reflektor eine ebene Welle mit parallelen Begrenzungskanten des Strahles, wenn an der Öffnung des Reflektors eine Schmidt-Linse zur Korrektur der Abbildungsfehler des Reflektors vorgesehen wird. Dreht man nun den cm-Strahler um den Mittelpunkt der Reflektorkrümmung, so ändert auch der das System verlassende Strahl seine Richtung um die Mittelachse des Systems. Die ganze Drehantenne wird auf diese Weise äußerst leicht und erfordert wenig Materialaufwand. Außerdem braucht man für die Schwenkung bzw. Drehung des Abtaststrahles nicht mehr das ganze Gehäuse zu bewegen, es genügt die Drehung des leichten und kleinen cm-Strahlers im Innern des Reflektors.

Von der Akustik her ist der sogenannte Dopplereffekt bekannt: Ändert sich nämlich der Abstand zwischen Schallquelle und Beobachter, so wird beim Verkleinern des Abstandes eine Tonerhöhung, bei Vergrößerung eine Tonerniedrigung wahrgenommen. Ähnliches gilt auch für elektromagnetische Wellen: Das Verhältnis der Dopplerfrequenz f′ zur Sendefrequenz f beträgt (c = 300000 km/s, v_r = Geschwindigkeitskomponente in Richtung der Verbindungslinie zwischen Radargerät und Ortungsobjekt)

$$\frac{f'}{f} = \frac{2 \cdot v_r}{c}. \qquad (2)$$

Das ergibt bei einem normalen impulsmodulierten Radargerät die Möglichkeit, die Reflexionen von beweglichen und festen Zielen zu trennen. Bodenreflexionen können nämlich unter Umständen die Anzeige von kleineren beweglichen Ortungsobjekten überdecken. Mit einem besonderen Zusatzgerät wird unter Ausnutzung des erwähnten Dopplereffektes eine mehr oder weniger weitgehende Unterdrückung der störenden Reflexionen von festen — also sich relativ zum Radargerät nicht bewegenden — Gegenständen herbeigeführt.

In den USA sind neuerdings Radarsysteme ohne Impulsmodulation entwickelt worden, die ebenfalls den Dopplereffekt zur Grundlage haben. Eine besondere Schwierigkeit bei dem impulsmodulierten Radargerät ist die Breitbandigkeit im Empfangskanal, die etwa gleich dem Kehrwert der Impulsdauer sein muß, das heißt, bei einer Impulsdauer von 0,2 μs beträgt die Bandbreite mindestens $10^6/0{,}2$ = 5 MHz.

Die nach (2) auftretende Änderung der Sendefrequenz entspricht ebenfalls einem Modulationsvorgang, es tritt nämlich im Abstand f′ von f ein Seitenband auf, das den gewünschten Informationsinhalt darstellt. In diesem Fall kommt man im Empfangskanal mit Bandbreiten von einigen kHz aus. Eine weitere Möglichkeit zur Verkleinerung der erforderlichen Bandbreite ist die Verwendung der Frequenzmodulation. Infolge der Laufzeit zwischen Radargerät und dem angemessenen Objekt (Hin- und Rückweg) besteht zwischen ausgesandtem und empfangenem Signal ebenfalls eine Frequenzdifferenz, die die notwendigen Informationen liefert. In diesem Fall kann sich das Ortungsobjekt im Ruhezustand befinden.

Kürzlich führte Telefunken auf dem Rhein eine für die Binnenschiffahrt entwickelte Radaranlage vor. Dieses Binnenschiffsradar ist aus der für den Hochseeschiffahrtsverkehr entwickelten Radaranlage TDR 159 B hervorgegangen. Zur Vereinfachung und Verbilligung des Gerätes wurde die Impulsdauer von 0,1 bis 0,2 μs (für den Typ TDR 159 B) auf 0,06 μs verkürzt. Die Impulsfrequenz wurde unverändert mit 1000 Hz und ebenso die Sendefrequenz mit 9345 bis 9405 MHz für das Binnenschiffsradar übernommen. Die Drehzahl der Doppeldrehantenne wurde von 24 (beim Typ TDR 159 B) auf 35 Umdrehungen je Minute erhöht; die Bündelung horizontal ist unverändert bei 1,6° Halbwertsbreite, die in vertikaler Richtung bei 23° Halbwertsbreite geblieben.

Durch den Umbau wurde es möglich, Gegenstände bis auf 10 m Entfernung auf dem Schirm als Einzelmarkierungen zu erkennen; selbst kleine Fahrwasserbojen sind einzeln erkennbar, wenn sie einen Abstand von mindestens 10 m voneinander haben. Die Anzeige läßt sich noch weiter verbessern, wenn statt der bisherigen einfachen Bojen spezielle, gut reflektierende Radarbojen verwendet werden. Die Reichweite des Binnenschiffsradars ist den geringeren Anforderungen in dieser Hinsicht entsprechend wesentlich kleiner, dafür ist aber bei der neuen Anlage die Nahauflösung und Trennung dicht beieinanderliegender Gegenstände wesentlich besser. Das Ziel des Binnenschiffsradars ist, enge Fahrwasser auch bei Nacht oder unsichtigem Wetter passieren zu können. Wenn bisher Schleppzüge nachts vor Anker gingen, können sie nach Ausrüstung mit der Radaranlage ihre Fahrt auch nach Einbruch der Nacht ungefährdet fortsetzen.

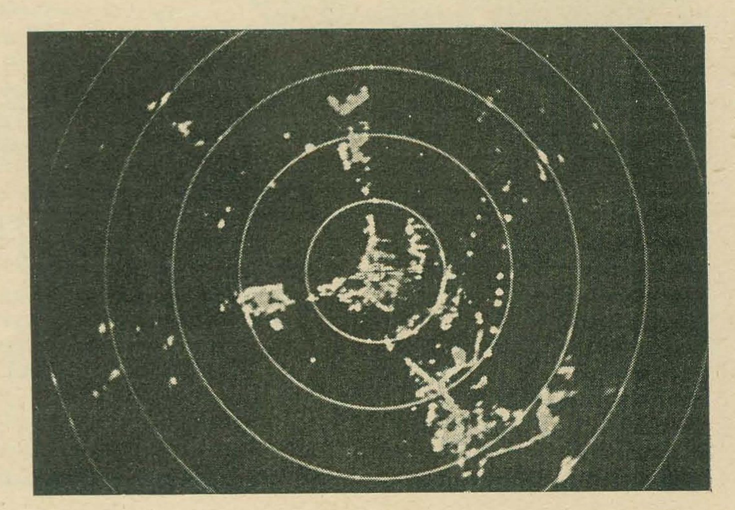


Bild 15: Radarbild, aufgenommen während der technischen Messe in Hannover, Ansicht des Messegeländes vom Flugzeug aus

Ing. KURT LANGHANS

Strahlungsmeßgeräte

Mit der Einfuhr radioaktiver Isotope aus der Sowjetunion und mit der beabsichtigten Errichtung eines Atommeilers in der Deutschen Demokratischen Republik gewinnen die Strahlungsmeßgeräte zusehends an Bedeutung.

Die Möglichkeiten, welche sich aus der Anwendung radioaktiver Isotope in der Medizin, der Produktion und der Forschung ergeben, können nur dann voll ausgenutzt werden, wenn in ausreichendem Maße Strahlungsmeßgeräte zur Verfügung stehen.

Bei vielen Arbeiten mit radioaktiven Isotopen sind die erwähnten Geräte im Arbeitsgang direkt erforderlich, so zum Beispiel bei der Radiodiagnostik oder bei der radiologischen Materialprüfung.

Bei allen Arbeiten mit stark radioaktiven Stoffen sind jedoch Strahlungsmeßgeräte zum Schutz der mit den Präparaten beschäftigten Personen erforderlich.

Obwohl die meisten Meßverfahren mit relativ einfachen elektronischen Schaltungen arbeiten, ist jedoch die Messung und vor allem die Auswertung der Meßergebnisse teilweise schwieriger als bei anderen elektronischen Messungen. Deshalb soll hier über die verschiedenen Meßverfahren und Geräte ein Überblick gegeben werden.

Maßeinheiten

Zählungen

Die einfachste Maßeinheit ist die Angabe der Anzahl von Impulsen, die durch radioaktiv emittierte Teilchen im wirksamen Volumen eines Zählers hervorgerufen werden.

Die Anzahl der Impulse über eine theoretisch beliebige Zeit integriert ergeben eine Dosis; auf eine bestimmte Zeit bezogen, zum Beispiel eine Minute, eine Dosisleistung. Die Zähleinrichtungen zeigen also die Ergebnisse in Impulsen oder in Impulsen pro Minute an. Allerdings kann die Anzahl der Zählimpulse, auch wenn sie im günstigsten Falle proportional zur Anzahl der emittierten Teilchen oder Quanten wäre, kein exaktes Maß für die Wirkung oder Gefährlichkeit der Strahlung sein.

Dies liegt daran, daß die Wirkung der Strahlung nicht nur von der Anzahl der „Strahlen" (Teilchen oder Quanten) abhängt, sondern auch von der Strahlungsart und der Energie der Strahlung. Deshalb ist die Messung in Impulsen pro Minute wichtig bei Vergleichs- und Relativmessungen, jedoch nur selten und unter ganz konkreten Bedingungen für Absolutmessungen brauchbar.

Aktivität

Die Aktivität von radioaktiven Präparaten wird in Curie (c) und neuerdings auch in Rutherford (rd) gemessen.

Ein Curie entspricht der Strahlung einer Radonmenge, die im radioaktiven Gleichgewicht mit 1 g Radium steht, was praktisch der Strahlung von 1 g Radium gleichzusetzen ist.

In Zahlen ausgedrückt ist das Curie $= 3{,}7 \cdot 10^{10}$ Zerfallprozesse je Sekunde.

Da diese Zahl etwas ungünstig liegt, legte man als neue Einheit das Rutherford mit einer Million Zerfallprozessen je Sekunde fest.

Neben den Aktivitätseinheiten c und rd, die unabhängig von der Masse eines Strahlers sind, benutzt man als Einheiten für die „spezifische Aktivität" meist das mc/kg oder neuerdings das mrd/kg. Die spezifische Aktivität ist vor allem in der Medizin wichtig, wo zum Beispiel eine bestimmte Aktivitätsmenge in mrd/kg Körpergewebe verabreicht wird.

Dosis und Dosisleistung

Die Dosis soll ein Maß für die biologische Wirksamkeit der Strahlung sein. Da die biologische Wirksamkeit für bestimmte Strahlungsarten (zum Beispiel Röntgen- und γ-Strahlung) hauptsächlich von der Zahl der in einer bestimmten Masseneinheit gebildeten Ionen abhängt, kann man das Dosismaß praktisch mit der Ionenzahl pro Gramm festlegen.

Für die Röntgen- und γ-Strahlung ist als Dosisleistung das Röntgen (r) gültig. Ein r ist diejenige Strahlungsdosis, die in einem Gramm Normalluft (0° und 760 Torr) $1{,}6 \cdot 10^{12}$ Ionenpaare freimacht. Auf 1 cm^3 umgerechnet entspricht dies

$$\frac{1{,}6 \cdot 10^{12} \text{ Ionenp.} \cdot 1{,}293 \cdot 10^{-3}\text{g}}{1\text{ g}} = 2{,}08 \cdot 10^{9} \text{ Ionenpaare}$$

oder einer elektrostatischen Ladungseinheit (1 cm^3 Luft hat die Masse von 1,293 mg).

Zum Erzeugen eines Ionenpaares durch Röntgen- oder γ-Strahlung muß in Normalluft eine Energie von durchschnittlich 32,5 eV aufgewandt werden.

Da ein r durch die Bildung von $1{,}6 \cdot 10^{12}$ Ionenpaaren pro Gramm Luft definiert ist, entspricht der Dosis von einem r eine Energieminderung der Strahlung um $32{,}5 \cdot 1{,}6 \cdot 10^{12} = 52 \cdot 10^{12}$ eV.

Die Energie läßt sich hier jedoch besser in erg ausdrücken, wobei man für das r

$$\frac{1 \text{ erg} \cdot 52 \cdot 10^{12} \text{ eV}}{0{,}622 \cdot 10^{12} \text{ eV}} = 83{,}8 \text{ erg erhält.}$$

$$(1 \text{ erg} = 0{,}622 \cdot 10^{12} \text{ eV})$$

Da das r streng genommen nur für Röntgen- und γ-Strahlung in Luft gültig ist, wurde von amerikanischer Seite das rep (roentgen – equivalent – physikal) als physikalisches Dosismaß für alle Strahlungsarten in organischem Gewebe eingeführt. 1 rep ist demnach diejenige Strahlungsdosis einer beliebigen Strahlung, die in 1 g Gewebe eine Ionisationsenergie von 83,8 erg umsetzt. Das ist die gleiche Energiemenge, die bei 1 r Röntgen- oder γ-Strahlung in 1 g Normalluft umgesetzt wird.

Die körperschädigende Wirkung der radioaktiven Strahlung hängt jedoch nicht nur von der umgesetzten Strahlungsenergie ab, sondern auch von der Strahlenart und in geringerem Maße noch von einigen anderen Faktoren (zum Beispiel der Wertigkeit des durchstrahlten Materials). Um die biologische Wirkung der Strahlen direkt ausdrücken zu können, verwendet man das „rem" (roentgen-equivalent-man); 1 rem ist diejenige Dosis einer beliebigen Strahlung, die der biologischen Wirkung von 1 r γ-Strahlung entspricht.

In rem kann natürlich kein physikalischer Dosismesser anzeigen. Man muß deshalb die physikalischen Meßergebnisse umrechnen.

Parker gibt für die wichtigsten Strahlungsarten folgende ungefähren Umrechnungswerte an:

α-Strahlung	1 rep $\approx$ 20 rem
β-Strahlung	1 rep $\approx$ 1 rem
Röntgen- und γ-Strahlung	1 r = 1 rep $\approx$ 1 rem
Neutronen- und Protonenstrahlung	1 rep $\approx$ 10 rem

Die Dosiseinheiten sind zwar in ihrer physikalischen Definition zeitunabhängige Maße, bei schwachen Dosen und langen Zeiten übt jedoch biologisch ge-

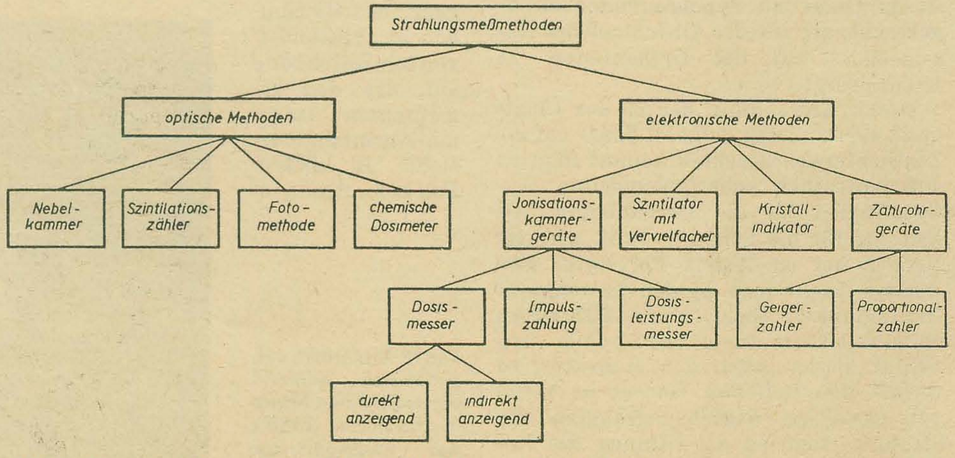


Bild 1: Übersichtsschema der wichtigsten Strahlungsmeßmethoden

sehen der Zeitfaktor eine mindernde Wirkung durch die Zellenerneuerung aus.

Als zeitgebundenes Maß der Dosisleistung verwendet man die Einheiten r/h oder rep/h.

Die biologische Wirkung einer bestimmten Dosisleistung kann erst nach Multiplikation mit der Einwirkungszeit abgeschätzt werden. Die internationale Jahrestoleranzdosis von 12,5 r kann zum Beispiel bei vierundzwanzigstündiger Einwirkung einer Dosisleistung von 0,5 r/h fast ebenso erreicht werden wie durch eine einstündige Einwirkung einer Dosisleistung von 12 r/h.

Verschiedene Strahlungsmeßverfahren und Geräte

Bild 1 zeigt eine Darstellung der verschiedenen Strahlungsmeßverfahren und Geräte in einem nach dem Wirkungsprinzip geordneten System.

Im Grunde beruhen alle Strahlungsnachweismethoden außer dem Szintillationsverfahren auf der direkten oder indirekten ionisierenden Wirkung der radioaktiven Strahlung. Die Vielzahl der Meßverfahren resultiert aus den verschiedenen Möglichkeiten, eine Ionisation als Ursache sichtbarer Effekte auszunutzen. Grundsätzlich lassen sich optische und elektronische Methoden unterscheiden. In der Anfangszeit des Erforschens der Radioaktivität herrschten die optischen Indikationsverfahren vor, während gegenwärtig vorwiegend elektronische Verfahren angewendet werden.

Im folgenden soll die prinzipielle Wirkungsweise der verschiedenen Geräte und Methoden erläutert werden.

Optische Geräte und Methoden

Wilsonsche Nebelkammer

Trotzdem die Wilsonkammer eines der ältesten Indikationsgeräte für radioaktive Strahlung ist, wird sie auf Grund einiger besonderer Vorzüge noch in kernphysikalischen Laboratorien verwendet. Ihr Wirkungsprinzip beruht darauf, daß in einer schwach übersättigten Wasserdampfatmosphäre der Dampf nur an Kondensationskernen zu Nebeltröpfchen kondensieren kann.

Die Übersättigung wird dadurch erreicht, daß das Volumen des mit Wasserdampf gesättigten Raumes plötzlich vergrößert wird, wodurch sich das Gas abkühlt. Der Wasserdampf scheidet sich aber erst dann in Form kleiner Wassertropfen (Nebeltropfen) aus, wenn Kondensationskerne, zum Beispiel Staubteilchen oder auch ionisierte Moleküle vorhanden sind. Der wesentliche Vorteil der Nebelkammer ist die dreidimensionale Beobachtungsmöglichkeit der Teilchenspuren.

Eine Weiterentwicklung der Nebelkammer stellt die Blasenkammer dar.

Sie dient hauptsächlich zum Erforschen sehr harter Strahlung mit geringem Ionisationsvermögen pro Wegstrecke (zum Beispiel Mesonen bei der kosmischen Strahlung).

An die Stelle der Nebeltröpfchen im übersättigten Dampf der Wilsonkammer treten in der Blasenkammer kleine Bläschen, die sich in einer überhitzten Flüssigkeit an der Bahn eines radioaktiven emittierten Teilchens bilden.

Szintillationszähler

Die älteste und einfachste Methode der Strahlungsindikation ist die Szintillationsmethode. Sie beruht auf der Eigenschaft der radioaktiven Strahlung, bestimmte „Phosphore", zum Beispiel Zinksulfid, zum Leuchten zu bringen. Bei günstiger Versuchsanordnung kann von einem gut adaptierten Auge schon der Lichtblitz, den ein einzelnes α-Teilchen hervorruft, beobachtet werden.

Fotomethode

Fotoemulsionen reagieren auf radioaktive Strahlungen. Diese Eigenschaft benutzt man, um die Bahnspur von radioaktiven emittierten Teilchen für das Mikroskop sichtbar zu machen. Aus der Länge der Teilchenbahnen in der Emulsion und aus der Dichte der geschwärzten Silberkörnchen kann man auf Art und Energie der Strahlung schließen.

Chemische Dosimeter

Chemische Dosimeter beruhen auf der Veränderung der molekularen Zusammensetzung verschiedener Stoffe bei radioaktiver Durchstrahlung. Werden zum Beispiel bestimmte Glasarten dem Einfluß radioaktiver Strahlen ausgesetzt, ändern einige Oxyde, die sich in der Zusammensetzung des Glases befinden, ihre Wertigkeit und können danach andere chemische Bindungen eingehen. Wenn nun die neue Verbindung im sichtbaren Spektrum Lichtabsorptionsabschnitte hat, wird das Glas, abhängig von der Stärke der Strahlung, verfärbt. Der Färbungsgrad des Glases kann mit fotometrischen Methoden gemessen werden und gibt Aufschluß über die aufgenommene Strahlungsdosis.

Ein empfindlicheres Dosimeter beruht auf dem Effekt, daß die Moleküle des NH_4NO_3 (Ammoniumnitrat) bei γ-Durchstrahlung zerstört werden.

Größenordnungsmäßig können mit chemischen Dosimetern Röntgen- und γ-Strahlungsdosen von einigen zehn bis zu einigen tausend Röntgen gemessen werden.

Elektronische Geräte

Ionisationskammergeräte

Ionisationskammer

Die Ionisationskammer ist, wie Bild 2 zeigt, ein mit einem Gas oder Gasgemisch gefülltes Gefäß, in dem sich zwei gleichspannungführende Elektroden befinden. In der Praxis verwendet man meist Ionisationskammern, wie sie die Bilder 3 und 4 zeigen. Hier werden die Wandungen des Gefäßes gleichzeitig als eine Elektrode benutzt. Die zweite Elektrode ist gut isoliert und stab-, balken- oder plattenförmig im Innern der Kammer angebracht.

Im elektrischen Feld zwischen den beiden Elektroden fliegen die ionisierten Atome infolge der Coulombkraft auf die entgegengesetzt geladenen Elektroden zu. Um eine Rekombination der Ionen zu verhindern, muß an den Elektroden eine ge-

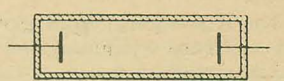


Bild 2: Prinzip der Ionisationskammer

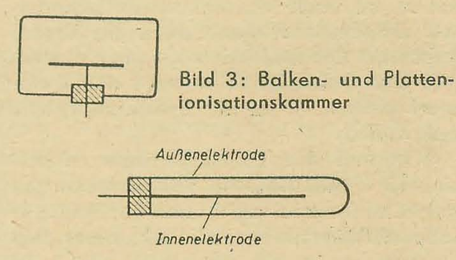


Bild 3: Balken- und Plattenionisationskammer

Bild 4: Stabionisationskammer

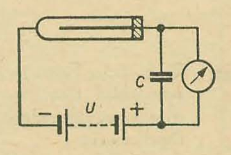


Bild 5: Prinzipschaltbild des direktanzeigenden Dosismessers

nügend hohe Spannung, die sogenannte Sättigungsspannung, liegen.

Dosismesser

In der Prinzipschaltung des Bildes 5 arbeitet die Ionisationskammer auf einen Dosismesser. Sobald in der Ionisationskammer der durch radioaktive Strahlung hervorgerufene Ionenstrom fließt, lädt sich der Kondensator C auf.

Die Kondensatorspannung $U = \frac{Q}{C}$ kann mit einem empfindlichen Elektrometer gemessen werden. Das Meßinstrument wird zweckmäßigerweise direkt in r oder rep geeicht.

Direktanzeigende Dosismesser

Die im Bild 5 skizzierte Prinzipschaltung stellt einen direkt anzeigenden Dosismesser dar, das heißt, zu jedem beliebigen Zeitpunkt kann die aufgenommene Dosis abgelesen werden.

Derartige Geräte sind relativ teuer, da die vier Grundelemente (Ionisationskammer, Spannungsquelle, Kondensator und Meßinstrument) in jedem Gerät enthalten sein müssen.

Dosismesser mit separaten Kondensatorionisationskammern

Wenn es sich darum handelt, die Dosisabsorption vieler einzelner Menschen zu bestimmen, ist es zweckmäßig, einen dosimetrischen Meßsatz zu verwenden, der aus einem Muttergerät und einer beliebigen Anzahl Kondensatorionisationskammern besteht.

Die Vorteile dieser Anordnung bestehen darin, daß einmal die kleinen Kondensatorionisationskammern bedeutend billiger sind als die direktanzeigenden Geräte und zum anderen, daß der Träger der Kammer keine Meßtätigkeit auszuüben braucht, da die Kammern meist zentral gemessen werden. Der Nachteil liegt darin, daß die Auswertung des Meßergebnisses nur unter Hinzuziehung des Muttergerätes erfolgen kann.

Die prinzipielle Arbeitsweise des dosimetrischen Meßsatzes mit individuellen Kondensatorionisationskammern zeigt

Bild 6. Im Muttergerät muß grundsätzlich eine eichbare Spannungsquelle und ein Elektrometer vorhanden sein. Die individuellen Kammern bestehen aus der Parallelschaltung eines Kondensators zu einer Stabionisationskammer. Als Kondensator kann auch die Eigenkapazität der Ionisationskammer dienen. Vor der Dosisaufnahme wird der Kammerkondensator an der Spannungsquelle aufgeladen.

Während der Dosisaufnahme entlädt sich der Kondensator in Abhängigkeit von der Strahlungsintensität und der Bestrahlungszeit über die Ionisationskammer. Das

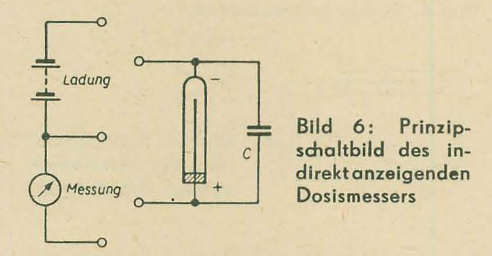


Bild 6: Prinzipschaltbild des indirekt anzeigenden Dosismessers

Meßergebnis erhält man beim Anlegen der Kammer an ein entsprechendes Elektrometer als Differenz zwischen der bekannten Kondensatorspannung nach dem Aufladen und der Kondensatorspannung nach der Dosisaufnahme. Das Anzeigeinstrument kann für genügend harte Röntgen- oder γ-Strahlung direkt in r geeicht werden.

Zwei Wege der Messung

Um die Kondensatorspannung zu messen, gibt es sowohl beim direktanzeigenden wie auch beim indirekt anzeigenden Dosismesser zwei Möglichkeiten. Am einfachsten und für räumlich kleine Geräte am zweckmäßigsten ist es, die Messung mittels Quadranten oder Quarzfadenelektrometer vorzunehmen. Trotzdem wird in verschiedenen Geräten noch das Röhrenelektrometer als zweite Möglichkeit zum Messen verwendet.

Zählung von Zerfallsprozessen

Grundsätzlich ist es auch möglich, mit einer Ionisationskammer einzelne Zerfallsprozesse zu registrieren. Da jedoch bei einem einzelnen Zerfall in der Ionisationskammer nur ein äußerst schwacher Ionenstrom hervorgerufen wird, ist ein erhöhter Aufwand zur Verstärkung dieser schwachen Impulse nötig.

Deshalb verwendet man die Zählionisationskammer in Laboratorien nur selten.

Dosisleistungsmesser

Bild 7 zeigt die Prinzipschaltung eines Dosisleistungsmessers, wobei der Ionisationsstrom durch den Widerstand R fließt.

An R fällt eine Spannung ab, die der momentanen Strahlungsleistung proportional ist. Die Messung dieser Spannung kann entweder mit einem elektrostatischen Voltmeter oder über eine Elektrometerröhrenschaltung erfolgen.

Die Meßbereiche lassen sich dadurch verändern, daß man verschiedene Höchstohmwiderstände (R) verwendet. Das Anzeigeinstrument kann für harte Röntgen- und γ-Strahlung direkt in r/h (Röntgen

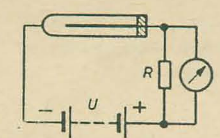


Bild 7: Prinzipschaltbild des Dosisleistungsmessers

pro Stunde) oder r/min geeicht werden. Bei anderen Strahlungsarten muß man infolge der Absorption durch die Kammerwände mit Umrechnungsfaktoren arbeiten.

Szintillationszähler mit Elektronenvervielfacher

Bild 8 zeigt eine Meßanordnung, die man als Weiterentwicklung des Szintillationsverfahrens betrachten kann. Die schwachen Lichtblitze eines „Phosphors" beim Auftreffen von radioaktiv emittierten Teilchen oder Quanten werden hier einem Fotosekundärelektronenvervielfacher (Fotomultiplier) zugeführt, in relativ starke elektronische Impulse verwandelt und gezählt.

Kristallindikator

Einige Kristalle, zum Beispiel künstlich gezüchtete Kadmiumsulfidkristalle, ändern unter dem Einfluß radioaktiver Strahlung in weiten Grenzen ihre Leitfähigkeit.

Dieser Effekt kann nach Bild 9 zur Strahlungsindikation benutzt werden. Mit einem empfindlichen Galvanometer ist die Stromänderung ΔJ, die durch den strahlungsbeeinflußten Kadmiumsulfidkristall entsteht, leicht meßbar.

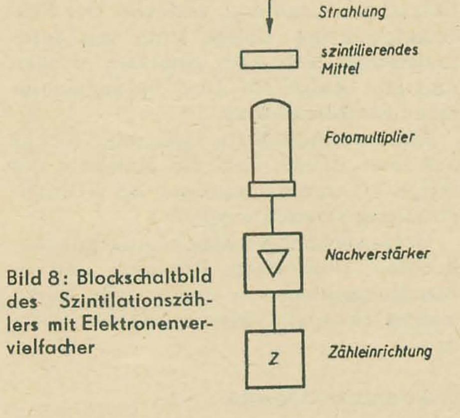


Bild 8: Blockschaltbild des Szintilationszählers mit Elektronenvervielfacher

In der Praxis werden Spannungen in der Größenordnung von 10 V verwendet.

Die Vorteile des Meßverfahrens mit derartigen Kristallsonden liegen hauptsächlich in dem geringen Raumbedarf der Sonde und in der Einfachheit des Meßverfahrens.

Als Nachteile sind die Ansprechträgheit in der Größenordnung von Minuten, die Richtungsabhängigkeit und ferner die Temperatur- und Strahlungsfrequenzabhängigkeit zu nennen.

Zählrohrgeräte

Zählrohr

Das Zählrohr ist eine Abart der Ionisationskammer. Während bei normalen Ionisationskammern keine allzugroßen Feldstärkeunterschiede zwischen den

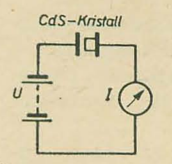


Bild 9: Prinzipschaltbild eines CdS-Kristalldosisleistungsmessers

Elektroden bestehen dürfen, ist das elektrische Feld im Zählrohr absichtlich in der Nähe der Anode stark gedrängt.

Ein infolge radioaktiver Strahlung auftretendes negatives Ion fliegt in Richtung des positiven Zählrohrdrahtes. Dabei erhält es in dem starken Feld nahe am Zählrohrdraht eine so hohe Beschleunigung, daß es seinerseits in der Lage ist, Atome zu ionisieren. Diese sekundären Ionen werden wiederum durch starke Beschleunigung zu ionisierenden Teilchen. Der ganze Vorgang breitet sich lawinenartig in Richtung auf die Anode aus. Aus einem einzelnen nicht meßbaren Ion wird also im Zählrohr ein meßbarer Ionenstromstoß.

In der Praxis ist neben dem Zählrohr (Bild 10) noch das Glockenzählrohr (Bild 11) für weniger durchdringungsfähige Strahlen (α- und weiche β-Strahlen) in Gebrauch.

Die Arbeitsweise eines Zählrohrs ist stark von der angelegten Betriebsspannung abhängig. Bei niedrigen Spannungen arbeitet das Zählrohr wie eine normale Ionisationskammer. Sobald die angelegte Spannung jedoch einen bestimmten Wert überschreitet, setzt die oben beschriebene „Gasverstärkung" ein, das heißt, es entstehen mehr Ionen im Zählrohr als durch die radioaktive Strahlung direkt gebildet werden.

Jedoch ist die Zahl der gebildeten Ionen über einen weiten Spannungsbereich der angelegten Spannung und der Zahl der durch normale Ionisation erzeugten Ionen proportional. In diesem Spannungsbereich arbeiten die „Proportionalzähler". Bei weiterer Erhöhung der Zählrohrspannung kommt man in den Geiger-Bereich.

In diesem Bereich ist der Zählrohrstromstoß unabhängig von der Zahl der primären Ionen.

Hier kann praktisch ein einzelnes, durch γ-Strahlung freigewordenes Ion den gleichen Impuls hervorrufen wie einige 1000 durch ein α-Teilchen erzeugte Ionen.

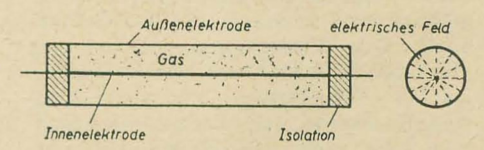


Bild 10: Prinzipskizze eines Zählrohres für durchdringende Strahlung

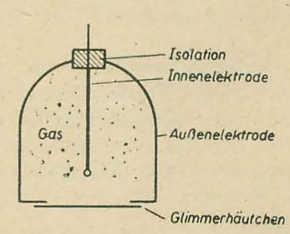


Bild 11: Prinzipielle Darstellung eines Glockenzählrohres für Strahlung mit geringer Durchdringungsfähigkeit

Geiger-Zähler

Geiger-Zählrohrgeräte können in verschiedenen Ausführungen gebaut werden.

Das Blockschaltbild eines Zählrohrgerätes zeigt Bild 12.

Grundsätzlich muß ein im Geiger-Spannungsbereich arbeitendes Zählrohr vorhanden sein und ein Gerät für die Wiedergabe oder Zählung der Impulse.

Normalerweise sind die Zählrohrstromstöße jedoch so schwach, daß ein Impulsverstärker nötig ist.

Beim Verwenden eines Diskriminators und eines Integrators können die Impulse zunächst auf gleiche Höhe gebracht und dann anschließend integriert werden, so daß ein Mikroamperemeter den Mittelwert der Impulse pro Minute anzeigen kann.

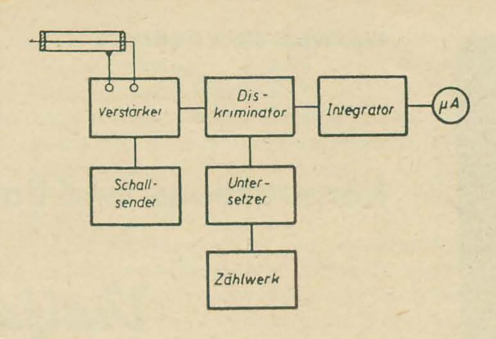


Bild 12: Blockschaltbild des Geiger-Zählrohrgerätes

Außerdem läßt sich hinter dem Diskriminator ein mechanisches oder elektrisches Zählwerk betreiben, dem man bei hohen Zählgeschwindigkeiten noch einen Untersetzer vorschalten muß.

Ein wesentlicher Nachteil der Geiger-Zähler ist der schlechte Wirkungsgrad bei γ-Strahlung.

Ihre Besonderheit ist, daß jedes im Volumen des Zählrohres ionisierende Teilchen, gleich welchen Ionisationsvermögens, einen unterschiedlosen Impuls liefert.

Proportionalzähler

Proportionalzähler arbeiten ähnlich wie Geiger-Zähler, allerdings in dem im Abschnitt „Zählrohr" erwähnten Proportionalitätsbereich der Zählrohrkennlinie.

Sie werden vorwiegend zur Messung von α-Aktivitäten bei gleichzeitig vorhandenem störenden β- oder γ-Hintergrund verwendet.

Die Überstundenvergütung

Im Interesse der Aufrechterhaltung der Gesundheit und Arbeitsfähigkeit unserer Werktätigen sind Überstunden zu vermeiden und auf das unbedingt notwendige Maß zu beschränken. Sie dürfen nur im Einverständnis der betrieblichen Gewerkschaftsleitung (BGL, Orts- oder Dorfgewerkschaftsleitung) und mit Zustimmung des Gebiets- oder Kreisvorstandes der in Betracht kommenden Industriegewerkschaft geleistet werden. Findet in begründeten Ausnahmefällen eine Leistung von Überstunden statt, so hat der Werktätige entsprechend den Grundsätzen unseres demokratischen Arbeitsrechts Anspruch auf eine zusätzliche Vergütung derselben. Auf diese Vergütung und alle damit zusammenhängenden Fragen sei wie folgt kurz eingegangen: Als Überstunde, die eine zusätzliche Bezahlung nach sich zieht, ist jede Arbeitszeit zu verstehen, die über die gesetzliche achtstündige oder betrieblich vereinbarte tägliche Arbeitszeit hinausgeht. Bei Jugendlichen bis zu 16 Jahren beträgt die Arbeitszeit 7 Stunden täglich (42 Stunden in der Woche) und bei Jugendlichen bis zu 18 Jahren 7½ Stunden am Tage (45 Stunden in der Woche). Es ist dann jede Überschreitung dieser gesetzlichen Arbeitszeit als Mehrarbeit anzusehen. Nicht als Mehrarbeit gilt die Zeit, die an den einzelnen Tagen der Woche mehr gearbeitet wird, um einen früheren Arbeitsschluß an den Sonnabenden oder einem anderen Tag der Woche auszugleichen. Wird bei Kurzarbeit oder einer anderweitigen Nichtvollbeschäftigung über die vereinbarte tägliche Arbeitszeit hinaus gearbeitet, so gilt diese Arbeitszeit erst dann als Überstunde, wenn sie die tägliche achtstündige Arbeitszeit überschreitet. Die zweite Durchführungsbestimmung vom 4. September 1952 zu der Verordnung über die Wahrung der Rechte der Werktätigen schreibt vor, daß jede Überstunde mit einem Zuschlag von 25 % zu vergüten ist. Dieser Zuschlag ist zum Zeitlohn bzw. Leistungsgrundlohn zu zahlen. Bei Angestellten, die im Monatslohn stehen, ist bei der Berechnung der Überstunden der Monat mit 208 Arbeitsstunden anzusetzen. Viele Tarifverträge, so auch der für das Rundfunkmechanikerhandwerk geltende Tarif, sehen für die Entlohnung der Angestellten gewisse Gehaltsspannen (von ... bis ... Gehälter) vor. Es ist dann der Berechnung das Gehalt zugrunde zu legen, das für den Monat, in dem die Überstunden geleistet sind, gezahlt wird. Eine Abgeltung der Überstunden durch Gewährung von Freizeit ist grundsätzlich unzulässig. Das ist nur in ganz besonders gelagerten Ausnahmefällen möglich, etwa dann, wenn es der Arbeitsschutz der Werktätigen erfordert. Findet im Einvernehmen mit den Beschäftigten eine solche Abgeltung statt, dann sind trotzdem die Überstundenzuschläge für die geleistete Mehrarbeit zu zahlen.

Nach § 9 der erwähnten Verordnung über die Wahrung der Rechte der Werktätigen haben diejenigen Angestellten keinen Anspruch auf die Bezahlung von Überstundenarbeit, denen nach den gesetzlichen Bestimmungen ein jährlicher Erholungsurlaub von 18 bis 24 Arbeitstagen zusteht. Nach § 34 des Gesetzes der Arbeit gilt dies für leitendes und technisches Personal mit verantwortlicher Tätigkeit. Entfällt in diesem Falle die Bezahlung der Überstunden, so gilt dies sowohl für das Grundgehalt als auch für die Überstundenzuschläge. Leisten derartige Angestellte Arbeiten an Sonn- und Feiertagen, dann ist ihnen hierfür entsprechende Freizeit zu gewähren. Diese Bestimmungen gelten nicht für die unter den Begriff der Meister und Obermeister fallenden Angestellten. Diese haben — unbeschadet des ihnen zustehenden längeren Urlaubes — Anspruch auf Bezahlung von Überstunden. Häufig treffen Überstundenzuschläge mit anderen Zuschlägen zusammen. Es kann dann der Fall sein, wenn eine Sonn- oder Feiertagsarbeit, für die ein erhöhter Zuschlag zu zahlen ist, gleichzeitig eine Überstundenarbeit darstellt. In diesen Fällen sind nicht beide Zuschläge zusammen zu zahlen, sondern nur der höchste Zuschlag zu gewähren. Das gilt jedoch nur dann, wenn es sich um Zuschläge handelt, die wegen der Arbeitszeit (Überstunden-, Sonntags-, Nacht-, Feiertagsarbeit) gezahlt werden. Treffen dagegen mit den Überstundenzuschlägen Zuschläge zusammen, die infolge der Schwere, der Eigenart usw. der Arbeit zu leisten sind, dann sind beide Zuschläge zu zahlen. Der für das Rundfunkmechanikerhandwerk geltende Tarifvertrag sieht zum Beispiel für den Bau von Antennen und anderen Hochleitungen einen Erschwerniszuschlag in Höhe von 25 % vor, wenn die Arbeiten an steilen Dächern usw. ausgeführt werden und hierzu Leitern, Fahrstühle, Gerüste usw. verwendet werden müssen und wenn die Höhe 15 m über dem Erdboden beträgt. Wird die Arbeit an einem Sonntag geleistet, so ist der Sonntagszuschlag von 50 % und der Erschwerniszuschlag von 25 % auch dann zu zahlen, wenn der Betriebsleiter diese Genehmigungen nicht eingeholt hat. Eine solche Unterlassung darf nicht zu Lasten der Werktätigen gehen. Auch dann, wenn Jugendliche unter 16 Jahren oder schwangere Frauen bzw. stillende Mütter entgegen den Vorschriften der Verordnung zum Schutze der Arbeitskraft zur Leistung von Überstunden herangezogen werden, haben sie Anspruch auf Vergütung einschließlich der Zuschläge.

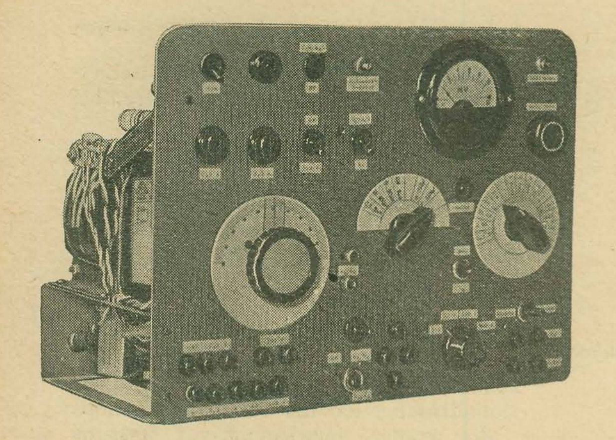
Nach § 1 der Verordnung über die Wahrung der Rechte der Werktätigen hat die Bezahlung der Zuschläge und der geleisteten Überstunden in der Lohnzahlungsperiode zu erfolgen, in denen die Arbeit geleistet worden ist. Das hat automatisch zu geschehen, ohne daß der Beschäftigte die Bezahlung besonders zu verlangen braucht. Von Ausnahmen abgesehen ist in unserer Republik eine Verwirkung von Ansprüchen aus Arbeitsverhältnissen ausgeschlossen. Das trifft auch für die Ansprüche auf Überstundenvergütung zu. Auch wenn der Betrieb die Bezahlung nicht sofort vornimmt und der Beschäftigte eine Bezahlung nicht umgehend verlangt, geht der Anspruch nicht verloren. So ist es ohne rechtliche Nachteile möglich, daß der Beschäftigte erst nach seinem Austritt aus dem Betrieb eine Bezahlung geleisteter Mehrarbeit geltend macht. Unzulässig ist es jedoch, wenn Beschäftigte ohne oder gegen den Willen des Betriebsinhabers unkontrollierbare Überstunden heimlich notieren und dann zu gegebener Zeit Bezahlung fordern. (Urteil des Bezirksarbeitsgerichtes Gera vom 22. Januar 1954). Nach den Bestimmungen der Verordnung über Erholungsurlaub ist die Urlaubsvergütung nach dem Durchschnittsverdienst der letzten 13 Monate zu berechnen. Nicht zum Durchschnittsverdienst gehört jedoch unter anderem die Vergütung für geleistete Überstunden. Es gilt dies sowohl für die Grundvergütung, als auch für die Zuschläge. Die für die Berechnung der Urlaubsvergütung geltende Rechtslage gilt auch für die Berechnung des Lohnausgleiches, der beim Vorliegen von Arbeitsunfähigkeit zu zahlen ist. Der für die Überstunden zu zahlende Grundlohn bzw. das Grundgehalt unterliegt der Lohnsteuerpflicht. Nicht lohnsteuerpflichtig sind dagegen die Zuschläge für die Mehrarbeit. Die für die Lohnsteuer maßgebenden Bestimmungen gelten auch für Beiträge zur Sozialversicherung. Nach Ziffer 23 der Veranlagungsrichtlinien 1954 sind bei den Betrieben die Vergütungen für Überstunden dann als Betriebsausgaben abzugsfähig, wenn die Leistung der Überstunden ordnungsmäßig genehmigt worden ist. Das gilt sowohl für die Grundvergütung als auch für die Zuschläge. Zahlungen für nicht genehmigte Überstunden können dagegen nicht als Betriebsausgaben abgesetzt werden. *kl-s.*

Neues „elektronisches Gehirn"

Die sowjetische Elektronenrechenmaschine kann die gleiche Leistung vollbringen wie die modernsten amerikanischen Maschinen dieser Bauart, stellt die „New York Times" in einem Aufsatz über das in der UdSSR gebaute „Elektronengehirn" fest, das auf der Darmstädter internationalen Konferenz über Elektronenrechenmaschinen von deutschen und amerikanischen Sachverständigen als das schnellste in Europa bezeichnet wurde.

Mit dieser Maschine können innerhalb weniger Stunden Berechnungen ausgeführt werden, die ein Mensch im Laufe seines ganzen Lebens nicht zu bewerkstelligen vermag.

Wird die Maschine mit einer entsprechenden Speicher- und Steuervorrichtung ausgestattet, kann man mit ihrer Hilfe einfache Texte aus einer Sprache in eine andere übersetzen.



WERNER WUNDERLICH

Konstruktions- und Bauanleitung für ein

Vielfachmeßgerät 1. Teil

Bild 1: Vorderansicht des fertig aufgebauten Vielfachmeßgerätes. Das gegenüberstehende Bild zeigt den Aufbau der Einzelteile auf dem Chassis

Das im folgenden beschriebene Vielfachmeßgerät kann mit verhältnismäßig geringen Mitteln hergestellt werden und eignet sich daher besonders zum Nachbau für Amateure und Inhaber kleinerer Werkstätten. Dabei ist die Bauanleitung so abgefaßt, daß auch Ungeübten der Aufbau des Gerätes ohne Schwierigkeit möglich ist. Außerdem sollen dem Handwerksmeister Unterlagen für die Lehrlingsausbildung in die Hand gegeben werden. Es wird deshalb im folgenden auf viele Fragen der Konstruktion und den Aufbau des Gerätes eingegangen.

Mit dem Gerät lassen sich folgende Messungen ausführen:

1. Gleichstrom- und -spannungsmessungen zwischen 0,1 V und 1000 V und 0,5 mA und 1 A bei einem Meßinstrumentenwiderstand von etwa 2,5 kΩ/V.
2. Spannungsmessungen mit zu vernachlässigender Belastung des Meßobjektes (Schirmgitterspannungen, Regelspannungen usw.) zwischen 5 V und 500 V.
3. NF-Spannungsmessungen in den vier Bereichen 5 V, 10 V, 100 V, 500 V.
4. Widerstandsmessungen im Bereich von 10 Ω bis 10 MΩ.
5. Kapazitätsmessungen zwischen 0 pF und etwa 5 nF.
6. Induktivitätsmessungen zwischen etwa 0,8 μH und 8 mH.

Das zugehörige Netzgerät ist gleichzeitig für den Betrieb anderer Meß- oder Funkgeräte vorgesehen.

Beschreibung des Gerätes und Konstruktionsanleitung

Bild 4 zeigt den Stromlaufplan des Vielfachmeßgerätes, das aus folgenden Baugruppen besteht:

1. Röhrenvoltmeter,
2. Strom-Spannungsmeßteil für Gleichstrom,
3. Widerstandsmeßteil,
4. Induktivitäts- und Kapazitätsmeßteil,
5. Netzteil.

Röhrenvoltmeter

Der zentrale Baustein des Gerätes ist das Röhrenvoltmeter, dessen Prinzipschaltung im Bild 2 angegeben ist. Es handelt sich um ein Gleichspannungsröhrenvoltmeter mit Kompensationsanordnung in Brückenschaltung. Der Eingangswiderstand für Gleichspannungen ist verhältnismäßig hoch und beträgt zwischen den Buchsen 1 und 2 10 MΩ, zwischen den Buchsen 1 und 3 sogar 20 MΩ. Dadurch wird eine praktisch leistungslose Messung gewährleistet.

Für Messungen in verschiedenen Meßbereichen ist der als Eingangswiderstand wirkende Gitterableitwiderstand der Meßröhre als Spannungsteiler ausgebildet. Damit die Meßgenauigkeit in den einzelnen Bereichen von der Toleranz der Widerstände des Spannungsteilers unabhängig ist, wurden dem Meßinstrument im Brückenzweig regelbare Widerstände parallel geschaltet, die eine entsprechende Endausschlagkorrektur erlauben.

Die Empfindlichkeit, das heißt der kleinste Meßbereich des Röhrenvoltmeters, ist von der Empfindlichkeit des verwendeten Meßinstrumentes abhängig. Der Verfasser verwendete ein Einbaudrehspulinstrument mit ursprünglich 10 mV Vollausschlag, dessen Rahmen mit Kupferlackdraht von 0,06 mm Durchmesser neu bewickelt wurde, was eine Empfindlichkeit von 0,38 mA bei Vollausschlag ergab. Von solch einem Umbau muß aber dem Ungeübten, der gewöhnlich auch nicht das nötige Spezialwerkzeug besitzt, dringend abgeraten werden!

Allgemein wird man ein Meßinstrument mit 0,1 mA Vollausschlag verwenden. Als kleinster Meßbereich würde damit ein Bereich von 0 bis 1 V möglich sein. Ein solch hochempfindliches Röhrenvoltmeter verlangt aber eine ganze Reihe von besonderen Maßnahmen beim Aufbau und Spezialteile, so daß als kleinster Meßbereich zweckmäßig der Bereich von 0 bis 5 V gewählt wird.

Bei der Berechnung der Einzelwiderstände des Spannungsteilers geht man von folgender Überlegung aus:

Wie bereits erwähnt, ist der Eingangswiderstand als Spannungsteiler ausgebildet, an dessen Einzelwiderständen nur die für das Gitter notwendige Teilspannung, zum Beispiel 5 V, abgegriffen wird. Soll jetzt eine 10-mal so große Spannung, also 50 V gemessen werden, muß der am Gitter liegende Teilwiderstand 10 mal kleiner als der Eingangswiderstand R_e sein. Nach der Prinzipschaltung Bild 3 ergibt sich folgende Gleichung für die Berechnung des Eingangsspannungsteilers:

$$\frac{U}{U_e} = \frac{R_1}{R_e}, \qquad (1)$$

$$R_1 = \frac{U \cdot R_e}{U_e}, \qquad (2)$$

worin U die Spannung des kleinsten Bereiches, U_e die Spannung des neuen Bereiches, R_e den Gesamtwiderstand und R_1 den neuen Teilwiderstand bedeuten.

Beispiel: Der Gesamtwiderstand betrage 10 MΩ, der kleinste Meßbereich sei 5 V. Gesucht wird der Wert des Teilwiderstandes R_1 für den Bereich 500 V.

$$R_1 = \frac{5 \cdot 10 \cdot 10^6}{500} = 100\,000\,\Omega. \qquad (3)$$

Der gesuchte Teilwiderstand muß also 100 kΩ groß sein (vgl. mit den Werten Bild 4).

Mit dem Potentiometer P_2 im Gegenkopplungszweig der Brückenschaltung wird der Skalenverlauf eingestellt, der wohl im allgemeinen linear gewünscht wird. Er ist experimentell zu ermitteln. Die Einstellung eines linearen Skalenverlaufes wird im Abschnitt „Abgleich und Eichung des Gerätes“ beschrieben.

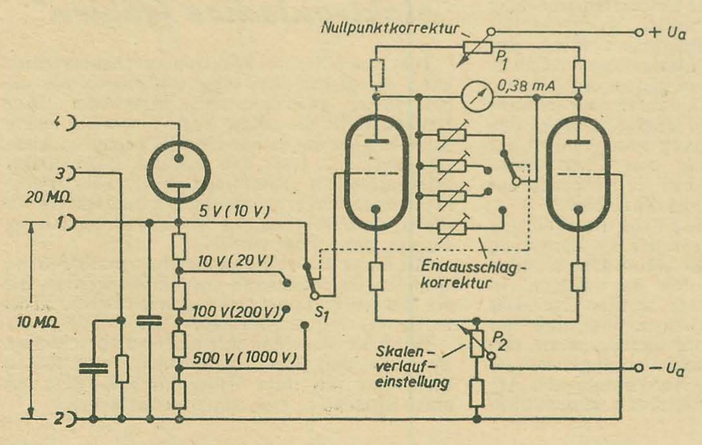


Bild 2: Prinzipschaltbild des Röhrenvoltmeters

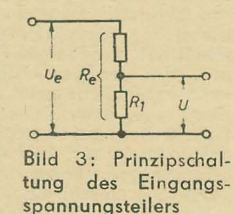
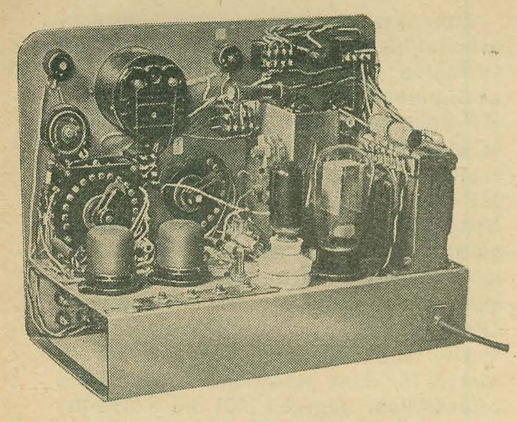


Bild 3: Prinzipschaltung des Eingangsspannungsteilers



Zum Messen von Wechselspannungen ist eine Gleichrichtung notwendig. Für diesen Zweck wird eine Diodenstrecke der Röhre 6 H 6 benutzt. Als Ladekondensator dient der dem Eingangswiderstand parallel geschaltete Kondensator C_{17}. Dabei ist zu beachten, daß die Anode der 6 H 6 an Buchse 1 liegt. Beim Vertauschen der Elektroden erfolgt bereits ohne angelegte Meßspannung ein Ausschlag, der durch die Nullpunktkorrektur nicht beseitigt werden kann, da Röhrendioden eine gewisse Anlaufspannung haben.

Die Reihenschaltung verlangt allerdings, daß das Meßobjekt galvanisch geschlossen ist. Bei HF-Messungen ist aber auch die Kreisdämpfung geringer. Für HF-Spannungsmessungen in den Bereichen oberhalb 30 MHz ist das sehr einfach aufgebaute Gerät allerdings nicht geeignet.

Gleichstrommeßteil

Um das Meßinstrument, das in der Regel zu den teuersten Einzelteilen gehört, möglichst vielseitig auszunutzen, soll es außerdem noch in einem Strom- und Spannungsmeßteil für Gleichstrom Verwendung finden. Hierfür werden folgende Strom- und Spannungsmeßbereiche empfohlen: 0,5 mA; 1 mA; 10 mA, 100 mA, 1 A und 0,1 V; 1 V, 10 V, 100 V, 500 V und 1000 V.

Zur Berechnung der notwendigen Vor- und Nebenwiderstände (Shunts) müssen zuerst die Daten des Meßwerks bestimmt werden. Etwa vorhandene Vor- oder Nebenwiderstände sind dabei natürlich abzulöten. Ist der Meßwerkstrom noch nicht bekannt, so wird das Meßwerk in Reihe mit einem als Normal dienenden Meßinstrument sowie einem regelbaren Vorwiderstand an eine Spannungsquelle gelegt und mit Hilfe des regelbaren Vorwiderstandes auf Vollausschlag eingeregelt. Am Normalinstrument liest man nun den Meßwerkstrom ab (Bild 5).

Ist der Meßwerkstrom ermittelt oder bereits bekannt, wird durch eine weitere Messung der Widerstand des Meßwerkes

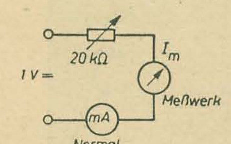


Bild 5: Schaltung zur Ermittlung des Meßwerkstromes I_m

bestimmt. Das kann mit Hilfe einer Widerstandsmeßbrücke oder indirekt durch eine Spannungsmessung erfolgen. Wir schließen das Meßwerk parallel mit einem geeichten Spannungsmesser (Millivoltbereich) an eine regelbare Spannungsquelle an. Bei dieser Messung ist auf möglichst kurze Zuleitungen mit großem Querschnitt zu achten, da sonst der durch die Zuleitungen verursachte Spannungsabfall Meßfehler zur Folge haben kann. Das Meßwerk wird nun wieder auf Vollausschlag gebracht und am geeichten Spannungsmesser die Spannung abgelesen (Bild 6).

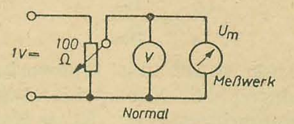


Bild 6: Schaltung zur Ermittlung der Meßwerkspannung U_m

Nach dem Ohmschen Gesetz errechnen wir den Widerstand des Meßwerkes,

$$R_m = \frac{U_m}{I_m}, \qquad (4)$$

R_m = Meßwerkwiderstand, U_m = Meßwerkspannung bei Vollausschlag, I_m = Meßwerkstrom bei Vollausschlag.

Diese Messungen und Rechnungen müssen sehr genau durchgeführt werden, da die erhaltenen Werte die Grundlage für viele weitere Rechnungen bilden.

Für die Erweiterung des Strommeßbereiches müssen dem Meßwerk Nebenwiderstände (Shunts) parallel geschaltet werden, die möglichst aus Kupferdraht bestehen sollen, um eine Temperaturkompensation zu erhalten. Steigt nämlich die Umgebungstemperatur, so wird der Widerstand des Kupferdrahtes größer und damit auch bei konstantem Meßstrom der Spannungsabfall. Im gleichen Verhältnis steigt aber auch der Widerstand der Kupferdrahtspule des Meßwerks, so daß der Strom durch die Meßwerkspule der gleiche bleibt wie bei der Eichtemperatur. Die Nebenwiderstände werden nach folgender Überlegung berechnet:

Bild 4: Stromlaufplan des Vielfachmeßgerätes

Meßwerk und Nebenwiderstand bilden eine Stromverzweigung, in der sich die Ströme umgekehrt wie die Widerstände verhalten (Bild 7). Mathematisch ausgedrückt ergibt das die Gleichung

$$\frac{I_m}{I_n} = \frac{R_n}{R_m}, \qquad (5)$$

I_m = Strom durch das Meßwerk, I_n = Strom durch den Nebenwiderstand, R_m = Meßwerkwiderstand, R_n = Nebenwiderstand.

Nach dem ersten Kirchhoffschen Satz ist der Gesamtstrom in einem Stromkreis gleich der Summe der Zweigströme. Für den Strom durch den Nebenwiderstand gilt also:

$$I_n = I - I_m, \qquad (6)$$

wenn I den Gesamtstrom angibt. Diese Gleichung in (5) eingesetzt, ergibt

$$\frac{I_m}{I - I_m} = \frac{R_n}{R_m}, \qquad (7)$$

$$R_n = \frac{I_m \cdot R_m}{I - I_m}. \qquad (8)$$

Beispiel: Gegeben sei $R_m = 50\,\Omega$, $I_m = 0{,}38$ mA.

Gesucht wird der Nebenwiderstand für den Meßbereich 100 mA. Nach Einsetzen in die Gleichung (8) ist

$$R_n = \frac{0{,}38 \cdot 10^{-3} \cdot 50}{100 \cdot 10^{-3} - 0{,}38 \cdot 10^{-3}} = 0{,}19\,\Omega. \quad (9)$$

Bei Vollausschlag des angegebenen Meßwerkes fließt bei einer Spannung von $U_m = 0{,}019$ V ein Strom von 0,38 mA durch das Meßwerk. Wollen wir jetzt eine höhere Spannung U messen, muß ein Widerstand vor das Meßwerk geschaltet werden, an dem die Spannung $U - U_m$ abfällt, so daß bei Vollausschlag wiederum ein Strom von 0,38 mA bei einer Spannung von 0,019 V durch das Meßwerk fließt.

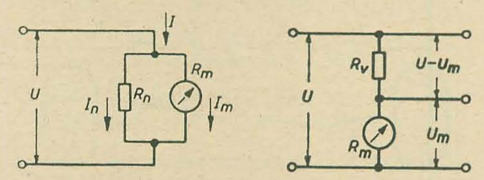


Bild 7 (links): Schaltung des Nebenwiderstandes zum Meßwerk

Bild 8 (rechts): Schaltung des Vorwiderstandes zum Meßwerk

Der erforderliche Vorwiderstand muß dann um den Betrag des Meßwerkwiderstandes kleiner sein. Somit ergibt sich für die Berechnung des Vorwiderstandes folgende Formel:

$$R_v = \frac{U}{I_m} - R_m. \qquad (10)$$

Beispiel: Gegeben sei $R_m = 50\,\Omega$, $I_m = 0{,}38$ mA.

Gesucht wird der Vorwiderstand für den Meßbereich 500 V. Diese Daten in (10) eingesetzt, ergibt:

$$R_v = \frac{500}{0{,}38 \cdot 10^{-3}} - 50$$
$$= 1\,316\,000 - 50\,\Omega. \qquad (11)$$

Der Meßwerkwiderstand kann in diesem Falle vernachlässigt werden, und es ist ein Vorwiderstand von 1,316 MΩ notwendig.

Jeder Spannungsmesser kann gleichzeitig als Ohmmeter benutzt werden. Wird ein Spannungsmesser an eine Spannungsquelle mit der Spannung U geschaltet, zeigt er nur noch die Spannung U_1, wenn zwischen Spannungsmesser und Spannungsquelle der Widerstand R_x eingeschaltet wird. Zeigt der Spannungsmesser ohne den Widerstand R_x Vollausschlag, so darf er nur noch die halbe Spannung anzeigen, sofern der Widerstand R_x dem Wert des Innenwiderstandes R_i des Spannungsmessers entspricht ($R_i = R_m + R_v$), der Gesamtwiderstand also doppelt so groß ist.

Bei einem einwandfrei geeichten Spannungsmesser läßt sich also die Skala für

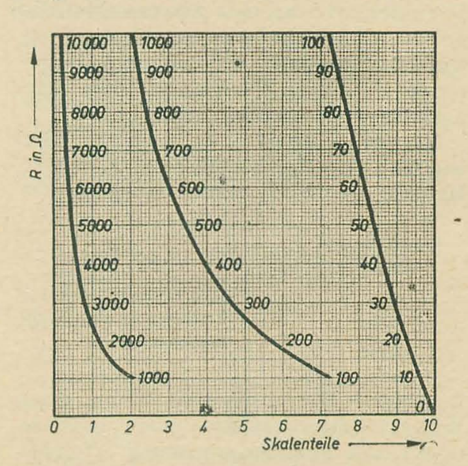


Bild 9: Eichkurven für Widerstandsmessungen
Bereich I: Kurvenwert × 1
Bereich II: Kurvenwert × 10
Bereich III: Kurvenwert × 100
Bereich IV: Kurvenwert × 1000

die Widerstandswerte R_x berechnen, ohne daß eine elektrische Eichung erforderlich wäre. Die Formel für die Berechnung der einzelnen Skalenwerte für $R_{x_{1,2}\ldots}$ lautet:

$$U_{1,2\ldots} = \frac{R_i}{R_i + R_{x_{1,2}\ldots n}} \cdot U. \qquad (12)$$

An Stelle einer Ohmskala verwendet man besser ein Kurvenblatt, in das die errechneten Werte eingezeichnet werden (Bild 9). Zweckmäßig ist es, wie im Mustergerät vier Widerstandsmeßbereiche vorzusehen.

Die notwendige Meßspannung wird von einem Spannungsteiler abgegriffen, der an die Anodenspannung des Netzteiles gelegt wird. Der Querstrom dieses Spannungsteilers muß mindestens 100 mal größer sein als der Meßstrom I_m des verwendeten Meßwerks.

Zum Umschalten der Strom-, Spannungs- und Widerstandsmeßbereiche wird ein Meßgeräteschalter mit 2×15 Kontakten verwendet.

L/C-Meßteil

In Verbindung mit dem Röhrenvoltmeter arbeitet der L/C-Meßteil. In der Praxis ergeben sich im allgemeinen Induktivitätsmessungen im Bereich von etwa 0,8 μH bis 8 mH und Kapazitätsmessungen bis zu etwa 5 nF. Genauere Werte werden vor allem im Bereich von 0 bis 100 pF gefordert, wenn auch die Hälfte aller Messungen in diesem Bereich nur Vergleichsmessungen (etwa zur Herstellung eines Gleichlaufes) sind.

Zuverlässiger als jede Kleinmeßbrücke arbeitet hier der nach dem HF-Resonanzverfahren aufgebaute L/C-Meßteil. Ein abstimmbarer HF-Oszillator liefert die HF-Spannung, mit der die angekoppelten Meßkreise erregt werden. Ist der angeschlossene Meßkreis in Resonanz mit dem HF-Oszillator, so entsteht an ihm eine Spannung, die dem HF-Gleichrichter zugeführt wird. Die am HF-Gleichrichter gewonnene Richtspannung wird vom zugeschalteten Röhrenvoltmeter angezeigt. Dabei interessieren natürlich nur Relativwerte. Eine Eichung des Röhrenvoltmeters für diese Messungen ist also nicht erforderlich. Dagegen läßt die Größe der angezeigten Richtspannung ein Urteil über die Güte des angeschlossenen Meßkreises zu. Es muß allerdings berücksichtigt werden, daß die vom HF-Oszillator gelieferte HF-Spannung nicht über den ganzen Bereich konstant ist. Um mit je einem Eichkurvenblatt für L- und C-Messungen auszukommen, müssen die Meßbereiche der einzelnen Meßkreise so gewählt werden, daß sich ihre Eichkurven decken. Für das Vielfachmeßgerät wurden die Meßbereiche 0,8 μH bis 8 μH, 8 μH bis 80 μH, 80 μH bis 800 μH, 800 μH bis 8 mH und 0 bis etwa 500 pF, 0 bis etwa 5 nF gewählt.

Der Einfachheit halber soll der HF-Oszillator für alle Meßbereiche im gleichen Frequenzbereich arbeiten. Dieser Frequenzbereich soll auch später möglichst leicht abzugleichen sein. Für die Berechnung wählen wir zunächst den Bereich von 0,8 μH bis 8 μH.

Die größte der zu messenden Spulen hat also den zehnfachen Induktivitätswert der kleinsten Spule. Das fordert vom Oszillator eine Kapazitätsvariation von $V_c = 10 : 1$.

Wir schreiben:

$$\text{Kapazitätsvariation } V_c = 10.$$

Die zugehörige Frequenzvariation ist

$$V_f = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{V_c} = 3{,}162. \qquad (13)$$

Es soll weiterhin für die Abstimmung des Oszillators ein gewöhnlicher Rundfunkdrehkondensator verwendet werden (15 bis 500 pF). Der Kapazitätsbereich des Drehkos ist also

$$\Delta C = 500 - 15 = 485 \text{ pF} \qquad (14)$$

oder als Formelgröße geschrieben

$$C_v = 485. \qquad (15)$$

Die für ein V_c von 10 erforderliche Anfangskapazität C_a des Oszillatorkreises wird nach der Formel

$$C_a = \frac{C_v}{V_c - 1}, \quad C_a \text{ und } C_v \text{ in pF}, \qquad (16)$$

errechnet, so daß

$$C_a = \frac{485}{10 - 1} = 53{,}9 \text{ pF} \qquad (17)$$

wird. Da nun aber der Oszillatorbereich etwas größer als der Meßbereich sein soll, wählen wir eine etwas größere Kapazitätsvariation, etwa den Wert $V_c = 10{,}15$ und erhalten dann eine Anfangskapazität von

$$C_a = \frac{485}{10{,}15 - 1} = 53 \text{ pF}. \qquad (18)$$

Für die spätere Eichung des Oszillators ist es zweckmäßig, seinen Frequenzbereich etwa dem Mittelwellenbereich anzupassen. Als niedrigste Frequenz f_{min} wählen wir deshalb 510 kHz.

Die Gesamtkapazität C des Oszillatorkreises ist

$$C = C_v + C_a = 485 + 53 = 538 \text{ pF}. \quad (19)$$

Die Induktivität der Abstimmspule wird nach der Gleichung

$$L = \frac{2{,}535 \cdot 10^4}{f^2 \cdot C} \quad (20)$$

berechnet. L in μH, f in MHz, C in pF.

Mit den gewählten und errechneten Werten wird

$$L = \frac{2{,}535 \cdot 10^4}{0{,}51^2 \cdot 538} = 181\,\mu\text{H}. \quad (21)$$

Wir haben also den Vorteil, eine normale Mittelwellenspule benutzen zu können.

In der Praxis ergeben sich natürlich geringe Abweichungen von den errechneten Werten. Der nach diesen Berechnungen aufgebaute Oszillator des Mustergerätes schwingt mit einer tiefsten Frequenz von 510 kHz und einer höchsten Frequenz von 1630 kHz.

Anschließend müssen die Meßkreise berechnet werden. Als höchste Meßfrequenz wollen wir 1624 kHz festlegen. Die tiefste Meßfrequenz ist damit

$$f_{min} = \frac{f_{max}}{3{,}162} = \frac{1624}{3{,}162} = 513{,}6 \text{ kHz}. \quad (22)$$

Der zu messenden Induktivität im Bereich von 0,8 bis 8 μH muß ein Kondensator parallel geschaltet werden, der mit 0,8 μH bei 1624 kHz und mit 8 μH bei 513,6 kHz Resonanz ergibt. Zur Berechnung dieses Kondensators lösen wir Gleichung (20) nach C auf und erhalten

$$C = \frac{2{,}535 \cdot 10^4}{f^2 \cdot L}, \quad (23)$$

C in pF, f in MHz, L in μH.

$$C = \frac{2{,}535 \cdot 10^4}{1{,}624^2 \cdot 0{,}8} = 12\,000 \text{ pF} = 12 \text{ nF}. \quad (24)$$

In diesem Bereich muß der zu messenden Induktivität ein Kondensator von 12 nF parallel geschaltet werden. Für die folgenden Bereiche muß dieser Kondensator jeweils zehnmal kleiner sein, also für die Bereiche

0,8 bis 8 μH = 12 nF
8 bis 80 μH = 1,2 nF
80 bis 800 μH = 120 pF
0,8 bis 8 mH = 12 pF.

Auch für die beiden Kapazitätsmeßbereiche stellen wir die Bedingung, daß die Eichkurven sich decken. Beide Bereiche beginnen bei 0 pF.

Für den Bereich von 0 pF bis etwa 500 pF muß der zu messenden Kapazität C_x ein Schwingkreis parallel geschaltet werden, der bei $C_x = 0$ pF mit 1620 kHz Resonanz ergibt und bei $C_x = 500$ pF mit etwa 540 kHz. Dann sind die Bereichsenden nicht eng begrenzt.

Die Frequenzvariation V_f beträgt

$$V_f = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1620}{540} = 3. \quad (25)$$

Die zugehörige Kapazitätsvariation V_c ist dann

$$V_c = V_f^2 = 9, \quad (26)$$

und hiermit berechnen wir die Anfangskapazität C_a:

$$C_a = \frac{C_v}{V_c - 1} = \frac{500}{9 - 1} = 62{,}5 \text{ pF}. \quad (27)$$

Um bei 1620 kHz Resonanz zu erhalten, ist nach Gleichung (20) eine Spule von

$$L = \frac{2{,}535 \cdot 10^4}{1{,}62^2 \cdot 62{,}5} = 154{,}5\,\mu\text{H} \quad (28)$$

notwendig.

Für den Bereich von 0 bis 5 nF muß der Induktivitätswert auf den zehnten Teil vermindert und der Kapazitätswert um das Zehnfache vergrößert werden, um bei den gleichen Frequenzen Resonanz zu erzielen, also $L = 15{,}45\,\mu$H und $C = 625$ pF.

Die Windungszahlen für alle Spulen werden nach der Formel

$$n = K \cdot \sqrt{L} \quad (29)$$

berechnet, worin n die Windungszahl, K die Spulenkonstante und L die Induktivität in μH bedeuten.

Für die wichtigsten Kernfaktoren sind die Windungszahlen in der Tabelle 1 zusammengestellt.

Der Netzteil

Der Netzteil soll einmal die Betriebsspannungen für die einzelnen Baugruppen liefern, darüber hinaus aber auch als Stromversorgungsgerät dienen. Da die zweite Aufgabe die höheren Anforderungen stellt, ist er dementsprechend zu dimensionieren.

Verlangt werden Heizspannungen von 4 V und 6,3 V sowie eine Anodenspannung von etwa 300 V. Zu berücksichtigen ist ferner, daß die Meßspannungen für den Widerstandsmeßteil geliefert werden müssen. Die Anodenspannung muß gut gesiebt sein, damit man auch brummempfindliche Geräte betreiben kann. Der Netzteil nach Bild 4 erfüllt diese Forderungen. Zur Begrenzung der Anlaufspannung dient eine Glimmlampe[1]).

Wird fortgesetzt

[1]) Siehe auch den Beitrag „Begrenzung der Anlaufspannung" von Werner Wunderlich in RADIO UND FERNSEHEN, Nr. 8 (1954) S. 244.

Tabelle 1

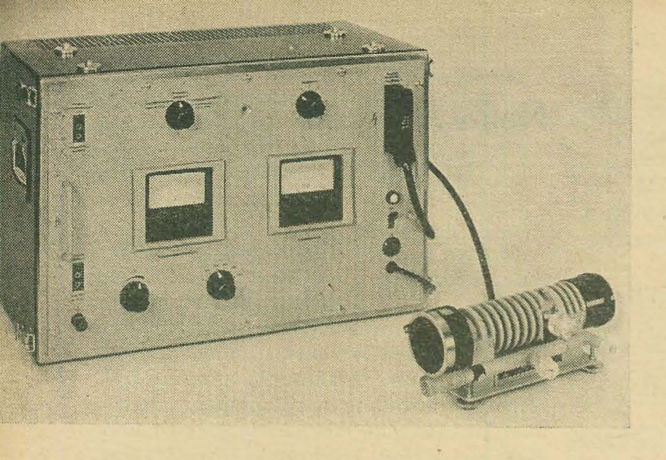
	Windungszahlen für K =							
	4,7	4,8	5,1	5,3	5,4	5,6	6,9	8,1
L_1 = 181 μH	62	65	69	71	72,5	75	82	109
L_2 = Rückkopplung	15	15	15	16	16	16	17	20
L_3 = 154,5 μH	58,5	60	63,5	66	67	70	76	101
L_4 = 15,45 μH	18,5	19	20	21	21	22	24	32

Neue Anlagen für die Funkmeßtechnik

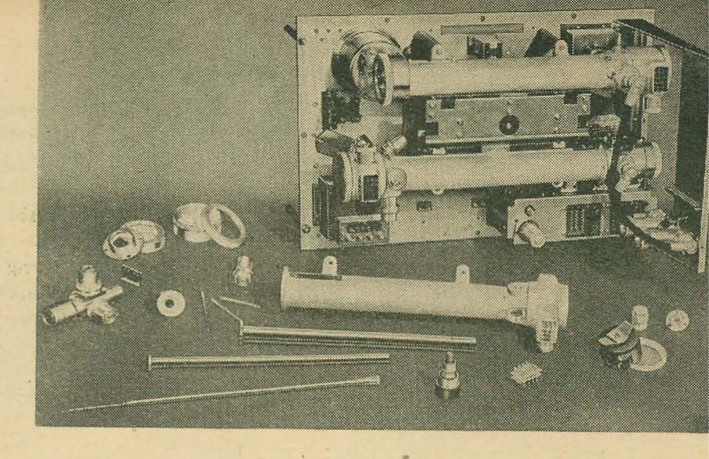
„Decca 212" ist eine neue Schiffsradaranlage für See- und Binnenschiffe von Telefunken. Sie dient zur Eigenstandortbestimmung und zur Ortung von Küstenlinien, Navigationsmarken und fremden Schiffen nach Entfernung und Azimut (Richtungswinkel) bei fehlender Sicht. Die Drehantenne mit Antriebsmotor und Getriebe enthält jetzt einen Hornstrahler und Parabolreflektor, die Antennenanordnung wird für das Aussenden und gleichzeitig den Empfang der impulsgetasteten Signale verwendet.

Durch den Einbau des Hornstrahlers wurden eine scharfe Bündelung des Strahles ohne Seitenzipfel, gute Winkelauflösung und hoher Antennengewinn erreicht. Die Antennendrehzahl beträgt 24 U/min. Das Sende-Empfangsgerät enthält den Steuerimpulsgenerator zur Synchronisierung der Impulsstufe und der Zeitablenkungs- und Entfernungsringgeneratoren im Sichtgerät. Der Magnetronsender gibt eine Impulsleistung von 10 kW ab, die Arbeitsfrequenz beträgt 9320 bis 9480 MHz (3,16 bis 3,22 cm Wellenlänge), die Impulsfolgefrequenz ist 1000 Hz, die Impulsdauer 0,1 μs bei Entfernungen bis zu einer halben und einer Seemeile und 0,2 μs bei Entfernungen bis 30 Seemeilen. Der Empfangsteil enthält eine Detektormischstufe, Klystronempfangsoszillator, rauscharmen Vorverstärker in Kaskodeschaltung und die Sende-Empfangsweiche. Im Sichtgerät ist eine Katodenstrahlröhre mit einem Bildschirmdurchmesser von 22,5 cm und langer Nachleuchtdauer untergebracht. Es enthält außerdem den Haupt-ZF-Verstärker, den Demodulator und den Videoverstärker. Die Ablenkung und Zentrierung des Elektronenstrahls erfolgt magnetisch, die Fokussierung elektrostatisch; dabei rotiert die Zeitablenkspule synchron mit der Drehantenne. Die Gesamtverstärkung des Empfängers beträgt 120 db (im linearen Verhältnis $1 \cdot 10^6$), dabei ist der Rauschfaktor kleiner als 15 db.

Ein von der Marconi-Gesellschaft gebautes weitreichendes Radargerät vom Typ S 13 soll nach Angaben der Zeitschrift „wireless world" vom Juni 1955 auf dem Londoner Flughafen aufgestellt werden. Das Gerät arbeitet im 10-m-Band und erreicht eine Impulsausgangsleistung von 500 kW. Der Aktionsradius soll bei 150 Meilen liegen. Das Antennensystem, das auf dem Dach eines Betonhauses aufgestellt wird, strahlt eine Keule von 1° vertikaler und von 4,5° horizontaler Richtung aus. Es besteht aus einer geschlitzten Hohlleitung, die entlang der Fokuslinie eines vertikal polarisierten Reflektors montiert ist. Ein Winkel von etwa 25° kann zehnmal in der Minute abgetastet werden. Außerdem besteht die Möglichkeit, das Antennensystem zehn Umdrehungen in der Minute ausführen zu lassen. Sender und Empfänger sind in dem Betongebäude untergebracht.



← Bild 1: Meßsender Rel 3 W 515 für den Bereich 4400 bis 9100 MHz



→ Bild 2: Innenansicht eines noch nicht fertig montierten Meßsenders 3 W 58 mit rohrförmigen koaxialen Abstimmkreisen

Meßgeräte für sehr hohe Frequenzen

Der Fortschritt in den Anwendungen von Höchstfrequenzen (Frequenzen oberhalb 300 MHz) in der elektrischen Nachrichtentechnik sowie in der Funkmeßtechnik ist nicht zuletzt auf die Entwicklung geeigneter Meßgeräte zurückzuführen. Während bei Rundfunk-, Kurz- und Ultrakurzwellen die räumliche Größe der Kreiselemente, wie Spulen, Kondensatoren und Widerstände, stets klein gegen die Wellenlänge ist, sind diese für die hohen Frequenzen des Dezi- und Zentimetergebietes von derselben Größenordnung. Hieraus ergeben sich physikalische Besonderheiten, die zur Verwendung von Schwingkreisen in Form von Hohlleitern, Topfkreisen und Hohlraumresonatoren im betrachteten Frequenzbereich zwingen. Die im folgenden beschriebenen neuzeitlichen Meßgeräte für sehr hohe Frequenzen, die unter Verwendung der genannten Kreiselemente aufgebaut sind, wurden von Siemens & Halske für die speziellen Belange der Richtfunktechnik entwickelt.

Meßsender

Voraussetzung für genaue HF-Messungen ist das Vorhandensein geeigneter Meßsender. Von ihnen wird gefordert, daß Frequenz und Amplitude der Ausgangsspannung zeitlich konstant und weitgehend unabhängig von Netzspannungsschwankungen sind. Die Frequenz soll außerdem innerhalb eines möglichst breiten Bereiches genau und reproduzierbar eingestellt und die Ausgangsspannungen innerhalb gewisser Grenzen verändert werden können. Zur Schwingungserzeugung werden bis etwa 3000 MHz Scheibentrioden in Gitterbasisschaltung und im eigentlichen Zentimeterwellenbereich Reflexklystrons verwendet. Als Schwingkreise dienen koaxiale Rohrleitungen, die durch Kurzschlußschieber abgestimmt werden. Wird die Wellenlänge vergleichbar mit den geometrischen Abmessungen der Rohre, so treten Topfkreise und Hohlraumresonatoren an die Stelle koaxialer Leitungen. Im Zentimetergebiet werden Hohlrohrleitungen mit kontaktlosem Abstimmkolben und kapazitiver Kurzschlußwirkung benutzt.

Als Beispiel zeigt Bild 2 die Innenansicht eines noch nicht fertig montierten Meßsenders für den Frequenzbereich 300 bis 1000 MHz (100 bis 30 cm Wellenlänge) mit rohrförmigen koaxialen Abstimmkreisen und einer Scheibentriode 2 C 39 als Oszillator. Um auch bei großer Leistungsentnahme und starken Belastungsschwankungen nur sehr kleine Frequenzänderungen zuzulassen, ist der Sender zweistufig (Oszillator- und Trennstufe) aufgebaut. Für den Bereich 4400 bis 9100 MHz (7 bis 3,5 cm Wellenlänge) zeigt Bild 1 einen Meßsender mit einem Reflexklystron als Oszillator und koaxialer Leitung, die mit einem kontaktlosen, kapazitiv wirkenden Kurzschlußschieber abgestimmt wird. Die Frequenz läßt sich über Eichkurven aus den abgelesenen Werten an der Trommelskala des Spindelantriebs bestimmen. Relative Frequenzänderungen $< 1 \cdot 10^{-4}$ lassen sich noch genau einstellen.

Meßleitungen

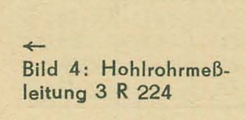
Zum Bestimmen von Widerständen im Höchstfrequenzbereich werden längsgeschlitzte Koaxialleitungen und für Frequenzen oberhalb etwa 5000 MHz Hohlleiter verwendet. Je nachdem, ob die Meßleitung mit ihrem Wellenwiderstand oder mit einem anderen Widerstand abgeschlossen ist, treten in der Leitung reine fortschreitende oder stehende Wellen auf. Man mißt die Feldverteilung in der Leitung mit einer Sonde, die von außen in den Schlitz der Leitung hineingreift. Die dem Feld proportionale HF-Spannung wird in einem eingebauten Richtleiter gleichgerichtet und von einem Instrument angezeigt. Als Beispiel ist im Bild 3 eine koaxiale Meßleitung für den Bereich 600 bis 5000 MHz und im Bild 4 eine Hohlrohrmeßleitung mit auswechselbaren Hohlleitern für den Bereich 2600 bis 12 400 MHz wiedergegeben.

Leistungsmesser

Leistungsmessungen werden bei Höchstfrequenzen im allgemeinen mit Bolometern und Thermistoren durchgeführt, in denen ein bestimmter kleiner Bruchteil der durch eine Meßleitung strömenden HF-Leistung abgezweigt, in Wärme umgesetzt und in einer Brücke mit einer Gleichstromleistung von gleicher Wärmewirkung verglichen wird. Auf einem etwas anderen Prinzip beruht der im Bild 5 gezeigte thermische Leistungsmesser. Das Gerät mißt die durch die HF-Leistung



← Bild 3: Meßleitung 6/16, Rel 3 R 221 (Bereich 600 bis 5000 MHz)



← Bild 4: Hohlrohrmeßleitung 3 R 224



Bild 5: Geräte zum Messen von Hochfrequenzleistungen im Frequenzbereich 0 bis 3000 (5000 MHz). Links: Abschlußwiderstand 3 B 324; Mitte: Thermischer Leistungsmesser 3 U 81; Rechts: Leistungsteiler 25 W 3 U 83 mit Gebläse

hervorgerufene Erwärmung eines Widerstandsstabes. Dieser Widerstand schließt (in einem Meßkopf) eine koaxiale Leitung von 60 Ω Wellenwiderstand reflexionsfrei ab. Die Temperatur des Widerstandes wird mit Hilfe zweier auf der Außenseite der Leitung angebrachter Wicklungen gemessen, indem die Widerstandsdifferenz dieser Wicklungen von einer Brückenschaltung mit nachfolgendem Verstärker angezeigt wird. Die Widerstandsänderung ist proportional der zu messenden HF-Leistung, so daß das Instrument unmittelbar in Milliwatt geeicht werden kann. Die Meßbereiche sind 20, 50, 100 und 200 mW und können durch vorgeschaltete Leistungsteiler im Verhältnis 50 : 1 auf 1, 2, 5 und 10 W und bei Kühlung durch Gebläseluft auf 25 W erweitert werden. Die Leistungsteiler sind symmetrische T-Glieder. Von einem hochbelastbaren Karbowidwiderstand wird im letzten Drittel die Teilleistung abgezweigt und über einen aus Symmetriegründen erforderlichen Reihenwiderstand dem Ausgang des Teilers zugeführt.

Frequenzmesser

Zur Frequenzmessung von Höchstfrequenzen werden Resonanzkreise in Form abstimmbarer $\lambda/4$-Leitungen oder von Topfkreisen verwendet, die in der elektrischen Grundschwingung erregt werden. Die Resonanzfrequenz von Topfkreisen läßt sich durch einen axial in den Topf eintauchenden Bolzen einstellen. Die Meßgenauigkeit wird wesentlich durch die mechanische Präzision des Mikrometerantriebes für die Verschiebung des Innenleiters bzw. Abstimmkolbens bestimmt. Die Unsicherheit der Frequenzmessungen beträgt bei dem Leitungskreis $\Delta f/f = \pm 5 \cdot 10^{-4}$ und bei dem Topfkreis $\Delta f/f = \pm 5 \cdot 10^{-5}$.

Bild 6 zeigt die technische Ausführung eines derartigen Frequenzmessers für den Bereich 1600 bis 5000 MHz. Eine wesentlich höhere Meßgenauigkeit läßt sich mit

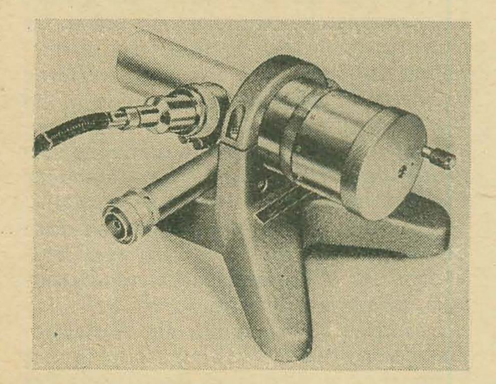


Bild 6: Frequenzmesser 10^{-4}, für 1600 bis 5000 MHz

Überlagerungsfrequenzmessern erzielen. Hierbei wird zwischen der zu messenden Frequenz und einer fast gleichen und bekannten Frequenz das Auftreten von Schwebungen beobachtet. Die Vergleichsfrequenz erzeugt man durch Vervielfachung der Frequenz eines quarzgesteuerten Röhrensenders. Ein auf diesem Prinzip beruhender Frequenzmesser ermöglicht es, im Bereich von 950 bis 5000 MHz Frequenzen auf $5 \cdot 10^{-6}$ genau zu messen. Zur Grobmessung dient ein eingebauter Resonanzfrequenzmesser. Er enthält eine Skala zum unmittelbaren Ablesen der Frequenz mit 0,5% Unsicherheit und eine zweite Skala für die Feinmessung. Zur genauen Frequenzmessung werden die 10. bis 50. Oberwelle eines hochkonstanten, quarzgesteuerten Röhrensenders (Frequenzbereich 95 bis 105 MHz) mit der zu bestimmenden Frequenz verglichen. Der Schwingkreis dieses Hilfssenders für die Feinmessung besteht aus einem dämpfungsarmen, temperaturkompensierten Topfkreis mit großer Kapazität, dem ein kleiner Drehkondensator mit einer linearen Frequenzskala parallel liegt. Ein Präzisionsantrieb gestattet das Einstellen und Ablesen der Frequenz auf $5 \cdot 10^{-6}$ genau. Das Meßergebnis ergibt sich als Produkt aus abgelesener Frequenz und der am Resonanzfrequenzmesser abzulesenden Ordnungszahl.

Meßzubehör

Zum Aufbau vollständiger Meßplätze für Höchstfrequenzen werden außerdem eine Reihe von Einzelgeräten, wie Abschlußwiderstände, Kurzschlußleitungen, Spannungsteiler, Eichleitungen, Tiefpässe und Übergangsstücke, benötigt. Der Aufbau dieser Elemente muß der zugrunde gelegten Leitertechnik (Koaxial- oder Hohlleitertechnik) angepaßt sein.

H. H. K.

Kann der Werktätige Überstunden verweigern?

Im Interesse der Aufrechterhaltung der Gesundheit und der Arbeitskraft unserer Werktätigen sind Überstunden auf das unbedingt notwendige Maß zu beschränken. Nach der 2. Durchführungsbestimmung vom 14. April 1954 zur Verordnung über die weitere Verbesserung der Arbeits- und Lebensbedingungen der Arbeiter und der Rechte der Gewerkschaften hat jeder Betriebsleiter und Betriebsinhaber die Pflicht, durch geeignete Maßnahmen Überstundenarbeit zu verhindern. In Ausnahmefällen ist für die Leistung von Überstunden das Einverständnis der für den Betrieb zuständigen Gewerkschaftsleitung (BGL, Orts- oder Dorfgewerkschaftsleitung) unerläßlich. Ferner muß der Gebiets- oder Kreisvorstand der für den Betrieb zuständigen Industriegewerkschaft seine Zustimmung geben. Diesen Anträgen wird nur entsprochen, wenn es durch eine besondere Notwendigkeit erforderlich ist, die gesetzliche Arbeitszeit zu verlängern. Daraus ergibt sich, daß zur Erledigung regelmäßig anfallender Arbeiten Überstunden nicht genehmigt werden. Sind Überstunden notwendig, so müssen die Werktätigen von der Betriebsleitung mindestens zwei Tage vorher davon verständigt werden. Ist die Leistung der Mehrarbeit von den erwähnten Stellen ordnungsmäßig genehmigt und sind die Beschäftigten rechtzeitig davon verständigt worden, so dürfen sie diese nicht ablehnen, denn es gehört zu ihren arbeitsvertraglichen Pflichten, derartige Mehrarbeit zu leisten. Lehnt ein Werktätiger unbegründet die Leistung solcher Mehrarbeit ab, so kann dies nach den Bestimmungen der Verordnung über Kündigungsrecht ein Grund zur Auflösung des Arbeitsrechtsverhältnisses sein. Von dem Grundsatz, daß genehmigte Mehrarbeit zu leisten ist, bestehen jedoch folgende Ausnahmen, bei deren Vorliegen auch ordnungsmäßig genehmigte Überstunden verweigert werden dürfen, ohne daß der Werktätige Nachteile zu befürchten braucht.

Generelle Begrenzung: Nach der erwähnten Durchführungsbestimmung vom 14. April 1954 darf jeder Beschäftigte im Kalenderjahr nur bis zu 120 Stunden Mehrarbeit leisten. Dies gilt auch dann, wenn innerhalb des Jahres ein Wechsel des Arbeitsplatzes bzw. des Betriebes erfolgt. Um in einem solchen Falle ein Überschreiten dieser Höchstziffer zu verhindern, ist dem Beschäftigten beim Ausscheiden aus dem Betrieb in seinem Arbeitsbuch zu bescheinigen, ob und wieviel Überstunden von ihm in dem betreffenden Jahr bereits geleistet worden sind. Überstunden zur Beseitigung von Notständen werden nicht mit in diese Höchstziffer eingerechnet. Sie brauchen demnach auch nicht im Arbeitsbuch vermerkt zu werden.

Jugendliche: Für Jugendliche unter 16 Jahren ist Überstundenarbeit grundsätzlich verboten. Sie dürfen auch nicht mit ihrer Zustimmung zur Mehrarbeit herangezogen werden. Hierbei sei erwähnt, daß die Beschäftigung Jugendlicher unter 16 Jahren in der Zeit von 20 bis 6 Uhr verboten ist. Allen Jugendlichen bis zu 18 Jahren ist nach Beendigung der täglichen Arbeitszeit eine ununterbrochene Ruhezeit von mindestens 12 Stunden zu gewähren. Diese Bestimmungen sind in der Verordnung zum Schutze der Arbeitskraft enthalten.

Schwangere und stillende Frauen: Für schwangere Frauen ist vom Beginn des vierten Monats der Schwangerschaft die Leistung von Überstunden verboten; das gilt auch für stillende Mütter. Diese Schutzbestimmungen sind ebenfalls in der Verordnung zum Schutze der Arbeitskraft festgelegt.

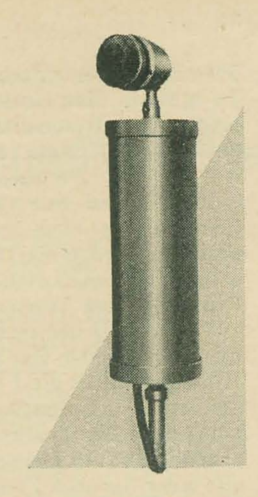
Schwerbeschädigte: Schwerbeschädigte haben das Recht, Überstunden abzulehnen. Erforderlich ist eine Bescheinigung der Gesundheitsverwaltung, aus der hervorgeht, daß der Beschädigte infolge seines Zustandes nicht fähig ist, eine Mehrarbeit zu leisten (§ 16 der Verordnung zum Schutze der Arbeitskraft).

Tuberkulosekranke: Für diese gelten die Vorschriften einer besonderen Anordnung vom 29. März 1955. Nach § 7 derselben dürfen Tuberkuloserekonvaleszenten nicht zur Nachtarbeit, zu Überstunden, Sondereinsätzen und Wechselschichten herangezogen werden. Dies ist nur mit der ausdrücklichen Genehmigung des Tuberkuloseberatungsarztes zulässig, der gleichzeitig berechtigt ist, die Einhaltung der Arbeitszeit der Tuberkulosekranken zu überwachen. *kl-s.*

EDMUND KÖNIG

MIKROFONE

mit einfachen Mitteln selbst gebaut



Der folgende Beitrag, der sich mit dem Selbstbau von Mikrofonen einfachster Art und den für die praktische Anwendung notwendigen Zusatzgeräten befaßt, richtet sich in erster Linie an unsere jüngeren Bastelfreunde und die Arbeitsgemeinschaften Junge Techniker.

In den letzten Jahren hat das Interesse an der Tonbandaufnahme in weiten Kreisen einen fast sprunghaften Aufstieg genommen. Parallel zu dieser Entwicklung steigt die Nachfrage nach guten und dabei möglichst preiswerten Mikrofonen. Von entscheidender Bedeutung wird es immer bleiben, für welchen Zweck ein Mikrofon gedacht ist und welche Anforderungen demgemäß gestellt werden. Wenn es sich nur darum handelt, ab und zu etwa von einem Zimmer in das andere über das Rundfunkgerät einmal scherzweise den „Ansager" zu spielen, genügt fast immer eine ZB-Kapsel, wie sie im Telefon benutzt wird. Für solche einfachen Übertragungen und Experimente ist auch bei unserer Jugend viel Interesse vorhanden.

Es ist nur leider so, je größer die von einem Mikrofon abgegebene Lautstärke ist, um so weniger gut ist auch die Qualität der Wiedergabe. Je besser das Mikrofon ist, um so größer und leistungsfähiger muß der nachfolgende Verstärker sein. Unter Umständen ist sogar ein Vorverstärker notwendig. Es sind also eine ganze Menge Dinge bei der Frage, welches Mikrofon baue bzw. verwende ich, zu beachten.

Längsstromkohlemikrofone können an jedes Rundfunkgerät wie ein Tonabnehmer angeschlossen werden. Bei normaler Sprache — Abstand 30 bis 50 cm — rechnet man bei einem Längsstrommikrofon (wie Zentralbatterietelefonkapseln) mit rund 1 V Effektivwert an den Klemmen des Mikrofons. Ein weiterer Vorteil dieser einfachen Typen ist, daß die Zuleitungen nicht unbedingt abgeschirmt zu sein brauchen. Man achte nur darauf, daß sie gut verdrillt sind.

Bei den Querstrommikrofonen mit Ringelektroden wird man vielleicht gerade noch ohne Vorverstärker auskommen, vor allem dann, wenn das Rundfunkgerät eine gute Niederfrequenzverstärkung aufweist. In der Versuchsanordnung mußte allerdings der Lautstärkeregler bei einem zweistufigen NF-Verstärker mit den Röhren AC 2 und RES 164 fast maximal aufgedreht werden.

Material- und aufbaumäßig sind die hier beschriebenen Mikrofone so entwickelt, daß beim Nachbau der Erfolg sicher ist. Die Praxis hat gezeigt, daß es mit einfachen Mitteln und relativ geringen Kosten auch geht, ohne daß etwa die Leistung darunter zu leiden braucht, vor allem dann, wenn man sich auf Längs- oder Querstromkohlemikrofone und auf den Bau einer Kondensatormikrofonkapsel mit normaler Richtcharakteristik beschränkt. Ehe das Kondensatormikrofon seine Vorherrschaft antrat, haben Funkfreunde oft mit mehr oder weniger Erfolg Bändchenmikrofone selbst zu bauen versucht. Ein solches Mikrofon ist wohl etwas besser als ein Reißmikrofon, da vor allem das den Kohlemikrofonen unvermeidlich anhaftende Kohlerauschen fortfällt, reicht aber bei weitem nicht an das Kondensatormikrofon, das viel leichter zu bauen ist, heran. Bändchenmikrofone scheiden heute für den Selbstbau aus, ebenfalls auch Kristall- und Tauchspulenmikrofone.

In den Anleitungen wurde auf etwa bereits vorhandenes Material und auf ältere Röhrentypen zurückgegriffen, um eine unnötige Verteuerung zu vermeiden. Bei Neuanschaffungen wird man selbstverständlich Röhren modernster Art verwenden.

Zum besseren Verständnis sei bemerkt, daß man unter Längsstrommikrofonen solche Typen versteht, bei welchen die Membrane gleichzeitig als Elektrode elektrisch leitend und die zweite Elektrode eine Kohleschicht ist. Die angelegte Spannung fließt also von der Membrane über das Kohlepulver. Bei Querstrommikrofonen ist die Membrane aus nichtleitendem Material, zum Beispiel aus Glimmer, Gummi, Pergamin oder ähnlichem. Hier fließt der Strom quer von einer Seite über das Kohlepulver zur anderen Seite. Die Elektroden sind aus Kohlestäben oder vergoldetem Metall. Anfänglich hatten diese Mikrofone, wie zum Beispiel das altbekannte Reißmikrofon, nur zwei Elektroden. Man hat sehr bald versucht, den Wirkungsgrad dadurch zu erhöhen, daß man weitere Elektroden einbaute und diese nicht nur stabförmig, sondern ringartig ausbildete. Damit ist eine erhebliche Verbesserung erreicht worden. Allerdings ist der Nachteil des Kohlerauschens und der Übersteuerung bzw. des starken Anstieges des Klirrfaktors bei großen Schallintensitäten nicht zu beheben. Trotz alledem sind diese Typen auch heute noch für viele Zwecke recht brauchbar.

Die nun folgenden Bauanleitungen verlangen weniger schalttechnisches Können als etwas manuelle Geschicklichkeit. Das trifft besonders für den Bau der Kondensatormikrofonkapsel zu. Die Konstruktion aller Typen ist relativ einfach und leicht, doch wird den Anfängern empfohlen, zunächst mit einem Experimentiermikrofon zu beginnen.

Experimentiermikrofon einfachster Art

Die Experimentiermikrofonanlage (Bild 2) umfaßt das eigentliche Mikrofon, die Mikrofonbatterie, den Mikrofontransformator und den Lautstärkeregler mit Ausschalter. Es lohnt sich nicht, eine ZB (Zentralbatterie)- oder OB (Ortsbatterie)-Sprechkapsel selbst zu bauen; diese gibt es fast in jeder Rundfunkhandlung für wenig Geld. Es ist lediglich ein Metall- oder Holzrahmen zu fertigen, in dem die Mikrofonkapsel federnd aufgehängt wird.

Besondere Sorgfalt ist auf eine gute elektrische Verbindung der Mikrofonzuleitungen, die aus leicht beweglicher Litze herzustellen sind, zu verwenden. Da eine zu große Erwärmung das Kohlepulver in der Mikrofonkapsel zerstören würde, muß das Anlöten der Litze an die Kontaktfeder der Kapsel sehr schnell geschehen. Die zweite Zuleitung wird so vorgenommen, daß man eine Messingschelle um die Kapsel legt und gut verschraubt. Die Zuführungslitze wird vorher an diese Schelle gelötet. Die drei Ösen zum Aufhängen der Mikrofonkapsel werden ebenfalls vorher angebracht.

Der Lautstärkeregler, ein Potentiometer von etwa 500 kΩ log., sollte immer vorgesehen werden, auch dann, wenn der Niederfrequenzverstärkerteil des Rundfunkgerätes einen solchen besitzt. Sehr oft liegt dieser schaltungsmäßig nicht vor der ersten Verstärkerröhre, sondern dahinter, so daß die volle Mikrofonspannung und natürlich auch der volle Störpegel an die erste Röhre gelangen. Das wird verhindert, wenn man einen besonderen Lautstärkeregler vorsieht. Zweckmäßig ist es, in die Leitung vom Regler zum Gitter einen Kondensator von 1 μF einzuschalten. Dieser hält den Regler gleichstromfrei und somit rauscharm. Man wird

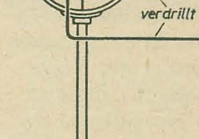



Bild 1: (oben) Kondensatormikrofon

Bild 2: Experimentiermikrofonanlage in bildlicher Darstellung

ohne besondere Abschirmung auskommen, wenn man die Leitungen gut verdrillt. Das gilt zumindest vom Mikrofon bis zur Primärseite des Übertragers, da dieser Teil niederohmig ist. Gut ist es, wenn man wenigstens von der Sekundärseite bis zum Verstärker ein Stück abgeschirmte Leitung verwenden kann.

Geeignete Mikrofonübertrager 1 : 10 bis 1 : 25 sind im Handel wieder erhältlich. Für Mikrofone einfachster Art genügt eine sogenannte „Sprechspule“. Auch diese Sprechspulen aus alten Postbeständen werden im Handel geführt.

Unser Experimentiermikrofon wird mit einer Taschenlampenbatterie oder einem 2-V-Akku betrieben. Es ist jedoch nur für Sprache brauchbar, zeichnet sich aber neben seinem sehr einfachen Aufbau durch große Lautstärke aus. Man kann diese Anlage durch eine wesentlich kleinere Mikrofonkapsel (Kommandomikrofon) noch verbessern.

Mikrofonanpaßgerät

Wenn man sich allerdings intensiver mit der Mikrofontechnik beschäftigen will, so ist der Bau eines Anpaßgerätes notwendig. Dieses Gerät ist für Kohle- und Kondensatormikrofon gleich gut geeignet. Das Gehäuse sollte nach Möglichkeit aus Alu sein, zumindest ist bei Ausführung in Holz die Frontplatte aus Pertinax zu fertigen und mit Metall zu unterlegen.

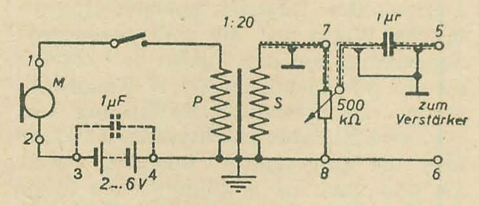


Bild 3: Anpaßgerät für Kohle- und Kondensatormikrofone

Als Regler wähle man eine mit Schalter gekoppelte Ausführung. Der Batterieanschluß (Bild 3) ist zweckmäßig im Gerät mit einem MP-Kondensator von 1 μF zu überbrücken. Bei niederohmigem Kondensatormikrofonbetrieb erübrigt sich dann ein Austauschen der Batterie gegen einen Kurzschlußbügel (Punkte 3 und 4). Der hochohmige Kondensatormikrofonanschluß erfolgt über die Punkte 7 und 8. Die Masseleitung ist in starkem Kupferdraht auszuführen.

Die Leitung vom Anpaßgerät zum Vorverstärker oder zum Verstärker soll möglichst kurz und abgeschirmt sein.

Querstromkohlemikrofon (Reißprinzip) wahlweise mit zwei bzw. drei Elektroden

Bild 4 zeigt ein Ausführungsbeispiel für dieses Mikrofon. Zunächst fertigt man den Mikrofonkörper aus Hartholz. Die Kohlekammer wird am einfachsten aus vier Brettchen von 5 mm Dicke mit der Laubsäge zurechtgeschnitten und zu einem Stück zusammengeleimt.

Die drei Elektroden sägt und feilt man aus Bogenlampenkohlestäben von 10 bis 12 mm Durchmesser zurecht (Bild 5). Zur Not genügen Abfälle aus Lichtbogenlampen. Den Abdeckrahmen sägt man aus 2 bis 3 mm dickem Sperrholz oder Pertinax sauber aus. Das Ganze wird zunächst einmal zusammengebaut, mit Feile und Sandpapier gut geglättet und schließlich gebeizt und innen und außen lackiert. Vor allem das mehrmalige Lackieren ist sehr wichtig, um die Kohlekammer innen zu isolieren. Auch die Muttern an den Kohleelektroden sind zu lackieren. Es ist besonders darauf zu achten, daß das Kohlepulver nur mit den Kohlestäben, die jeweils als Elektrode dienen, in Berührung kommen darf, keinesfalls aber mit den Metallkontaktschrauben, sofern diese nicht vergoldet sind, da es sonst starke Nebengeräusche gibt. Man isoliere nach dem Zusammenbau die Köpfe der Kontaktschrauben vorsichtig mit einem Lack, Schellack, Zaponlack oder einem verdünnten Alleskleber. Zum Einfüllen des Kohlepulvers sind oben an der Kohlekammer direkt über den äußeren Elektroden zwei Löcher vorzusehen und mit passenden Senkschrauben zu verschließen.

Den Abstand der Membrane von der Oberkante der Kohlekammer halte man möglichst genau mit 2 mm ein.

Als Membrane hat sich dünnes Pergaminpapier gut bewährt. Das Papier wird ganz wenig angefeuchtet und mit Pelikanol oder einem ähnlichen Klebstoff auf den äußeren Rand der Kohlekammer aufgeklebt. Man versuche, die feuchte Membrane schon beim Aufkleben so straff wie möglich zu spannen. Jetzt läßt man sie völlig trocknen, und erst dann wird recht dünn Mattine oder besser Spannlack, wie er beim Flugmodellbau Verwendung findet, aufgetragen. Dadurch wird die Membrane fast unempfindlich gegen Feuchtigkeit.

Nachdem die Schutzgaze (Seide oder Verbandmull) auf der Rückseite des Abdeckrahmens befestigt ist, wird das Mikrofon endgültig zusammengebaut und das Kohlepulver durch die zwei dafür vorgesehenen Einfüllöcher eingebracht. Das Kohlepulver darf nicht mit den Fingern berührt werden. Unter leichtem Schütteln und Klopfen wird so viel eingefüllt, bis die Kammer voll ist. Nun verschließt man die Einfüllöcher mit den Schrauben.

Das Querstromkohlemikrofon ist ebenfalls erschütterungsfrei aufzuhängen. Die Betriebsspannung beträgt 4 bis 6 V und wird einem Akku oder einer Taschenlampenbatterie entnommen. Die Spannung wird bei Zweielektrodenbetrieb nur an die beiden äußeren Elektroden gelegt. Schaltet man dagegen die beiden äußeren parallel und benutzt die mittlere Elektrode als zweiten Anschluß, dann wird bei fast gleicher Wiedergabequalität der Wirkungsgrad erheblich größer.

Mikrofonvorverstärker

Der Anschluß des Mikrofons an die Tonabnehmerbuchsen des Rundfunkgerätes oder an einen Leistungsverstärker erfolgt über einen einstufigen Mikrofonvorverstärker.

Der Aufbau dieses Verstärkers dürfte auch jungen Freunden, die noch keine großen Erfahrungen im Verstärkerbau besitzen, keine Schwierigkeiten bereiten. Als Chassis verwende man ein Stück Alu-

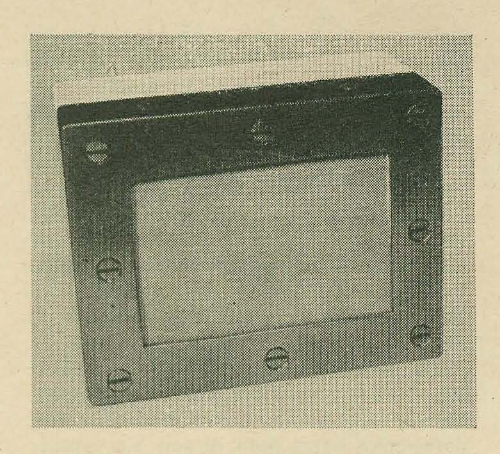
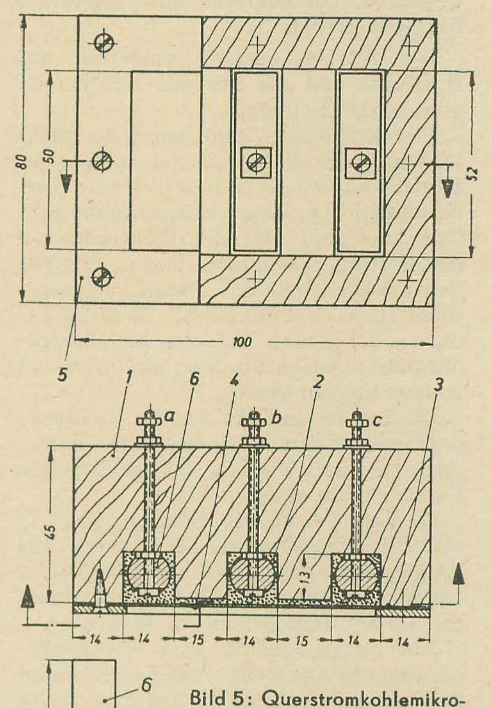


Bild 4: Querstromkohlemikrofon mit drei Kohlestabelektroden



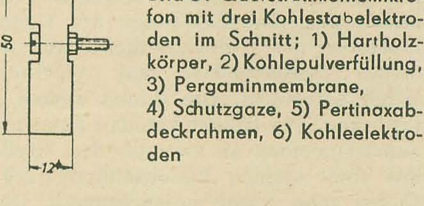


Bild 5: Querstromkohlemikrofon mit drei Kohlestabelektroden im Schnitt; 1) Hartholzkörper, 2) Kohlepulverfüllung, 3) Pergaminmembrane, 4) Schutzgaze, 5) Pertinaxabdeckrahmen, 6) Kohleelektroden

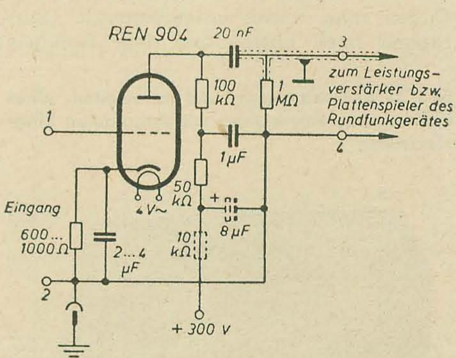


Bild 6: Schaltbild für einen einstufigen Mikrofonvorverstärker

blech 18 × 15 cm von 1 bis 2 mm Dicke, das allseitig abgekantet wird.

In der Versuchsanordnung wurde die Anodenspannung (Anodenstrom etwa 6 mA) dem Rundfunkgerät am Siebkondensator entnommen. Für die Heiz-

spannung (4 V, etwa 0,65 A) wurde ein besonderer Heiztrafo verwandt, um das Rundfunkgerät nicht zu überlasten.

Die Leitungen vom und zum Gitter sind abgeschirmt zu verlegen. Falls der Netzton sich störend bemerkbar machen sollte, ist die punktiert gezeichnete zweite Siebkette (Bild 6) zusätzlich einzubauen. Es kann natürlich auch eine moderne Verstärkerröhre verwandt werden. In diesem Fall sind die Werte des Anoden- und Katodenwiderstandes entsprechend zu ändern.

Da die Verstärkung etwa zehn- bis fünfzehnfach ist, wird der einstufige Verstärker im allgemeinen ausreichen. Für Sonderzwecke kann man diesen Vorverstärker leicht auf zwei Stufen erweitern.

Querstromkohlemikrofon mit vergoldeten Ringelektroden

Der Körper besteht wiederum aus Hartholz, und für ihn gilt das bereits grundsätzlich Gesagte.

Eine ringförmige Anordnung der Elektroden bringt einen weiteren Anstieg der Lautstärke. Im Grunde ist es eine Verbesserung des Dreielektrodenreißmikrofons, nur sind hier die Elektroden zu einem Ring zusammengebogen. So läßt sich natürlich nur mit Metall verfahren, wenn man davon absieht, daß die Industrie bei großen Auflagen die Elektroden auch aus Kohle in Spezialmatrizen zu Ringen pressen kann.

Die innere und die äußere Elektrode liegen gemeinsam an einem Pol der Batterie und die zwischen beiden liegende Elektrode am anderen Pol.

In der Versuchsausführung (Bild 7) sind die ringförmigen Elektroden aus Kupferdraht von 2 mm ∅ gebogen. In der Mitte dient eine entsprechend flachgefeilte Messingschraube als Elektrode.

Am Zusammenstoß sind die Drahtenden der Ringe rechtwinklig nach hinten gebogen und flach gefeilt. Auf diese Weise lassen sich die Elektroden am Grundbrettchen der Kohlekammer durch einfaches Durchstecken und Abwinkeln sicher befestigen. Die Enden dienen als Lötfahne. Die Ringelektroden kann man außerdem noch an zwei bis drei Stellen mit einer kleinen Perlonschlinge, deren Enden man durch entsprechende Bohrungen nach hinten aus dem Gehäuse herausführt und dort verknotet, befestigen. Die Bohrungen sind danach gut zu verschließen. Alle drei Elektroden lasse man galvanisch vergolden.

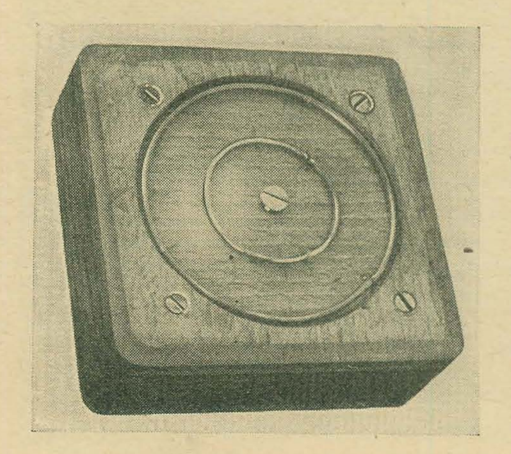
Noch günstiger wäre es, die Ringelektroden zur Vergrößerung der Oberfläche aus einem 6 mm breiten und 0,5 mm starken Band zu biegen oder aus Messingblech auszusägen und so zu legen, daß das Kohlepulver die Elektroden allseitig umschließt. Konstruktiv läßt sich das ohne weiteres machen, nur das Vergolden wird teurer.

Die Kohlekammer ist, wie bereits beschrieben, gut zu isolieren. Für das Einfüllen des Pulvers wird oben in der Mitte ein Loch von 4 mm ∅ gebohrt. Selbstverständlich sind auch bei diesem Mikrofon im Körper Aussparungen für die hervorstehenden Muttern, Lötösen und Drahtverbindungen vorzusehen.

Der Mittelanschluß und der äußere Ring werden verbunden und bilden einen Anschlußkontakt, die innere Ringelektrode den zweiten. Das Bild 7 zeigt den Mikrofonkörper mit den aufgesetzten Ringelektroden und der Mittelelektrode. Die Kohlepulverfüllung und die Membrane fehlen hier noch.

Die Goldelektroden sind vor dem Zusammenbau des Mikrofons mit Alkohol abzuwischen. Der Vorteil des Querstrommikrofons mit vergoldeten Ringelektroden ist neben dem einfachen Aufbau die recht erhebliche Lautstärke bei guter Wiedergabe.

Bild 7: Kohlekammern und Elektroden eines Querstromkohlemikrofons mit vergoldeten Ringelektroden



Radarastronomie

Neuerdings werden den Radargeräten sehr ähnliche Meßeinrichtungen zum Empfang der elektromagnetischen Strahlung sehr weit entfernter Himmelskörper verwendet. So gelang es zum Beispiel kürzlich in Holland mit einem umgebauten „Würzburg-Riesen", die innere spiralförmige Struktur der Milchstraße, die dem menschlichen Auge auch mit dem besten astronomischen Fernrohr nicht zugänglich ist, zu entdecken.

Die ursprünglich auf dem Gebiet der Funkmeßtechnik in Deutschland entwickelten „Würzburg"-Geräte arbeiteten mit Dezimeterwellen und waren mit einem 3-m-Spiegel ausgerüstet. Der „Würzburg-Riese" besaß einen 7-m-Spiegel mit einer Tragkonstruktion aus Duraluminium. Die elektronischen Einrichtungen stammten von Telefunken.

In der vor kurzem errichteten modernen Sternwarte der Universität Bonn wird auch dem Gebiet der Radarastronomie besondere Aufmerksamkeit gewidmet. Entsprechend einem Vorschlag von Professor Brandt, früherer Entwicklungschef der Firma Telefunken, wird auf dem Stokkert, einem Berg in der Nähe von Münstereifel (Eifel), ein weiter vergrößertes, ganz modernes Würzburggerät für die Radarastronomie errichtet. Die Anlage ist mit einem Parabolspiegel von 25 m Durchmesser ausgerüstet, der auf einem etwa 20 m hohen Betonhaus angebracht ist. Auch an diesem Großprojekt sind bewährte Zeppelinkonstrukteure zusammen mit Telefunkeningenieuren beteiligt. Der zweckmäßige Empfang der aus dem Weltenraum ankommenden Wellen erfordert eine Genauigkeit der Abmessungen, die in ihren Kleinstwerten vollauf „astronomischen Zahlen" entspricht. So muß zum Beispiel das Antriebszahnrad der auf 44 fünfzölligen Kugeln ruhenden Mechanik eine Genauigkeit von $^1/_{30000}$ mm aufweisen. Um diese Präzision überhaupt zu erreichen, wird eine fabrikneue Fräsmaschine verwendet, die solche Genauigkeitswerte mit Sicherheit verbürgt. Weiterhin darf die Oberfläche des Spiegels nicht mehr als $^1/_{20}$ der Wellenlänge des Wasserstoffspektrums = 21,1 cm (1421 MHz) von der exakten mathematischen Parabelform abweichen.

Das Radioteleskop überwindet die den gewöhnlichen Fernrohren eigentümliche Begrenzung. Durch das starke Flimmern wegen der ständigen Unruhe in der Luft wird das Bild der Gestirne unscharf, und zwar um so mehr, je größer das Fernrohr ist. Das Radioteleskop kann dagegen noch Strahlungen von Gestirnen empfangen, die überhaupt unsichtbar oder so weit entfernt sind, daß kein Fernrohr sie erreichen kann. So vermutet man in der Milchstraße rund 100 Milliarden unsichtbare Sterne. Auch die von den Sternen ausgesandten Energien nehmen astronomische Werte an: Sie sind größenordnungsmäßig um den Faktor 10^{12} stärker als ein gebräuchlicher UKW-Rundfunksender. Die gewaltige Entfernung von etwa zwei Milliarden Lichtjahren schwächt aber die ausgesandten Energien soweit ab, daß auch im empfindlichsten Empfänger nur ein schwaches Rauschen übrig bleibt.

Das deutsche Radioteleskop in der Eifel ist neben dem gleich großen, das in den Niederlanden kurz vor der Vollendung steht, das zweitgrößte der Erde. Es wird nur von dem in England bei Manchester im Bau befindlichen Radioteleskop, dessen Hohlspiegelantenne 75 m Durchmesser erhält, an Größe übertroffen. Der Ausbau der Anlage wird von der Gesellschaft zur Förderung der astrophysikalischen Forschung betrieben, deren Vorsitz Professor Hans Rukop übernommen hat. Das „Himmelsradar" soll voraussichtlich im Frühjahr 1956 seiner Bestimmung übergeben werden.

Einige technische Daten

Betonsockel: sechseckige, 20 m hohe Pyramide mit vier Stockwerken. Im Keller befinden sich die Antriebsaggregate, das erste Geschoß dient den astronomischen Arbeiten, das zweite der Bedienung des Spiegels. Die Spitze der Pyramide wird von der Drehachse ausgefüllt. Das Gewicht der gesamten Mechanik einschließlich des Spiegels beträgt 85 t; der Drehkranz besitzt einen Durchmesser von 2,5 m, das Antriebszahnrad einen solchen von 3 m. Der 25-m-Spiegel wiegt allein 20 t. Das Leichtmetallblech ist zu 80 % ausgestanzt, um das Eigengewicht und die dem Wind ausgesetzte Fläche weitgehend zu vermindern. Die gesamte mechanische Anlage wird servotechnisch gesteuert. Der Spiegel wird von den Zeppelinwerken neben dem Turm zusammengesetzt und durch zwei Riesenkräne in einem Stück auf das Kugelgelenk in der Betonsockelspitze aufgesetzt. *-tae*

Die Anpassung des Rundfunkgerätes an das Lichtnetz

Die Grundlage für die heute bei uns gebräuchlichen Netzspannungen bildete der Lichtbogen. Dieser braucht zum Betrieb eine Gleichspannung von 65 V, die sich aus dem Spannungsabfall am Beruhigungswiderstand (20 V) und der Lichtbogenspannung zuzüglich einer Spannungsreserve als Sicherheit (40 + 5 V) ergibt. Bei der Serienschaltung von zwei Lichtbögen und einem Beruhigungswiderstand errechnet sich eine Spannung von 110 V (20 + 45 + 45 V), die als Grundlage für die Gleichstromnetze gewählt wurde. Durch Verdoppelung und Vervierfachung entsprechend den Mehrleitersystemen ergeben sich Spannungen von 220 V und 440 V.

Die Werte der Gleichspannung wurden auch für die Wechselspannungen übernommen. Ein- oder zweiphasiger Wechselstrom besitzt im allgemeinen auch 110 V bzw. 220 V Spannung, und auch für den dreiphasig verketteten Wechselstrom, Drehstrom genannt, waren 220 V die Basis. Aus den Werten 220 V und dem Verkettungsfaktor für den Dreiphasenstrom $\sqrt{3} = 1{,}73$ errechnen sich die Spannungswerte für den Drehstrom:

$$\frac{220\ \text{V}}{1{,}73} = 127\ \text{V} \text{ und } 220\ \text{V} \cdot 1{,}73 = 380\ \text{V}.$$

Somit ergeben sich für die Drehstromnetze die Spannungen 127 V, 220 V und 380 V.

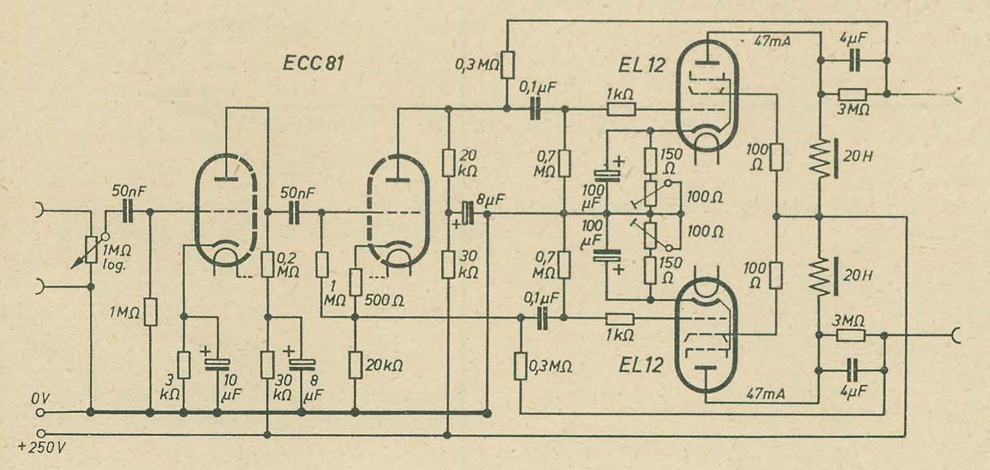
In der Praxis haben sich diese Werte alle erhalten, jedoch ist ihre Verbreitung in Deutschland sehr unterschiedlich. So findet man noch vereinzelt Gleichspannungen von 110 V, während bei dieser Stromart die Spannung von 220 V häufiger anzutreffen ist. Ein- und zweiphasige Wechselstromnetze mit 110 V Spannung sind dagegen sehr selten und haben nur geringe örtliche Bedeutung. Man hat den Drehstromnetzen den Vorzug gegeben. Bei den Netzen mit einer Phasenspannung von 220 V ergibt sich eine Spannung von 127 V gegen Null. Beim symmetrischen Anschluß an beide Phasen hat man 220 V zur Verfügung, jedoch fehlt dann der Nulleiter. Bei einer Phasenspannung von 380 V ergeben sich entsprechend bei unsymmetrischem Anschluß 220 V, und bei symmetrischem stehen 380 V zur Verfügung.

Beim Anschluß elektrischer Geräte sind die im Netz vorhandene Stromart und die Netzspannung in jedem Fall zu beachten. Besonders empfindlich gegen zu hohe Netzspannungen sind Rundfunkgeräte, Magnettonbandgeräte und Plattenspieler. Da die meisten Geräte nur Anschlußmöglichkeiten für 110 V und 220 V besitzen, werden sie beim Anschluß an 127 V und einer Einstellung des Netzeinganges auf 110 V mit 15,5% Überspannung betrieben. Bei Netzspannungsschwankungen kann sich dieser Betrag noch erheblich vergrößern. Dies wirkt sich beim Empfang durch Verzerrung der Wiedergabe aus und setzt die Lebensdauer des Gerätes herab. Soweit es sich um Wechselstromgeräte handelt, besteht die Möglichkeit, mit Hilfe eines besonderen Zwischentransformators die Spannung bereits außerhalb des Rundfunkgerätes auf den entsprechenden Wert (110 V oder 220 V) zu transformieren. Bei Allstromgeräten kann man durch Ändern des Vorwiderstandes für die Röhrenheizung eine Anpassung an die Netzspannung erreichen. In diesem Fall ist der Röhrenheizstrom nach dem Einstellen des Vorwiderstandes, das sich im allgemeinen durch Verschieben der Anschlußschelle erreichen läßt, mit einem Milliamperemeter zu kontrollieren.

Eine Gegentaktschaltung mit LC-Ausgang

Der Bau einer Gegentaktendstufe scheitert häufig an den hohen Anschaffungskosten für den Gegentaktausgangsübertrager. Die hier beschriebene Schaltung zeigt einen billigeren und sehr einfachen Aufbau mit LC-Kopplung.

Die Anodenspannungszuführung für die Endröhren erfolgt über zwei Siebdrosseln (20 H 500 Ω) mit Luftspalt, und die Sprechleistung wird über zwei Papierwickelkondensatoren (4 µF 500 V) ausgekoppelt. Der Tiefenabfall an diesen ist unwesentlich und wird durch die Gegenkopplung wieder ausgeglichen, die gleichzeitig eine Verringerung des Innenwiderstandes sowie des Klirrfaktors bewirkt. Die Überbrückung der Auskopplungskondensatoren mit den Widerständen von je 3 MΩ dient zur Verhinderung einer Selbsterregung der Endstufe infolge Phasendrehung. Die Ausgangsimpedanz soll 7000 Ω betragen, es können aber auch etwas abweichende Werte ohne wesentliche Qualitätseinbuße gewählt werden. Als Vorröhre wird eine ECC 81 verwandt.

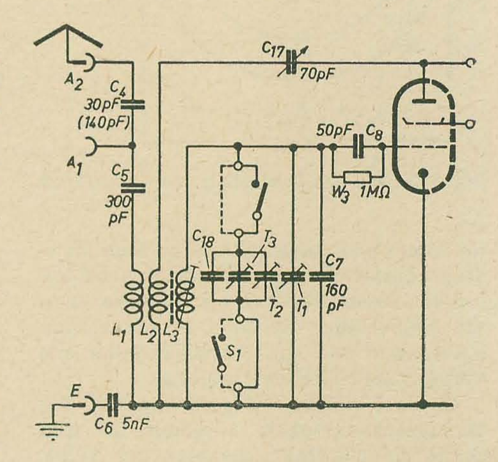


Das beschriebene Gerät arbeitet bereits längere Zeit sehr zufriedenstellend.

Klaus Gabler und Erhard Prager

Verbesserung der Trennschärfe bei dem Gerät *Kolibri 2*

Bei dem Kleinempfänger „Kolibri 2" macht sich das Durchschlagen stärkerer Sender unangenehm bemerkbar. Diese Tatsache ist hauptsächlich darauf zurückzuführen, daß die Zusatzkondensatoren C 18, T_2 und T_3 am kalten Ende abgeschaltet werden, während über den Schiebeschalter trotzdem eine Kapazität bestehen bleibt. Eine Abhilfe, die sich gut bewährt hat, kann dadurch leicht geschaffen werden, daß man den Schalter S_1 an das heiße Ende der Spule anschließt.



Außerdem macht es sich störend bemerkbar, daß man beim Antennenwechsel gezwungen ist, die Trimmer nachzustellen. Beim Anschluß der Antenne an A_2 sinkt außerdem die Lautstärke beträchtlich. Versuche, diese Tatsache zu umgehen, führten zur Erhöhung des Wertes von C_4 (30 pF) auf 140 pF. Durch diese Kapazitätserhöhung ist das lästige Antennenwechseln und das Nachregulieren der Trimmer unnötig geworden.

Werner Lübcke

Der Wert des Kondensators C_4 in Bezug auf die erreichbare Trennschärfe ist antennenabhängig. Bei einer langen Antenne wird man C_4 kleiner als 140 pF wählen müssen. Es empfiehlt sich, in jedem Fall den günstigsten Wert von C_4 durch Versuch zu ermitteln, bzw. die Antenne soweit zu verkürzen, daß bei guter Lautstärke kein Durchschlagen des zweiten Senders mehr erfolgt. *Die Redaktion*

Ing. CARL KURTH

Eine einfache Beziehung zwischen Ablaufzeit und Bandrollendurchmesser bei Magnettonbandgeräten

Beim Abspielen von Magnettonbändern ist es von jeher der Wunsch, über die Spieldauer eine ständige Kontrolle zu haben. Durch eine entsprechende Zeitmessung ist dies durchzuführen. Jedoch ist dafür immerhin einiger Aufwand an zusätzlichen Geräten notwendig. Man ist deshalb zu einer wesentlich einfacheren Methode übergegangen, die zwar nicht so genau wie eine absolute Zeitmessung ist, aber doch den Anforderungen genügt. Das Prinzip liegt darin, den Durchmesser bzw. Radius des ablaufenden Bandes auf dem Bandteller zu messen und den beim Abspielen ja immer geringer werdenden Durchmesser in entsprechenden Zeiteinheiten zu eichen (Bild 1). Auf diese Weise kann man zu jeder Zeit die zu erwartende Spieldauer, je nachdem wieviel Band noch

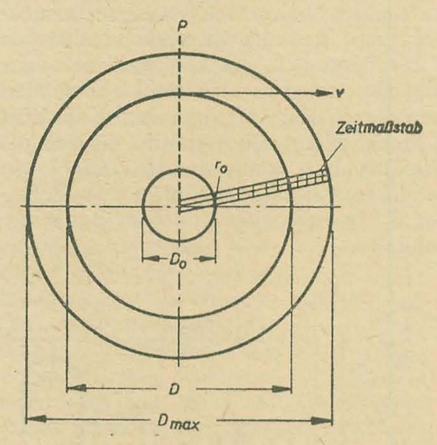


Bild 1: Skizze des Bandtellers mit Zeitmaßstab

auf dem Teller aufgerollt ist, an dem Maßstab ablesen. Bringt man an den beiden Tellern einen Maßstab an, so kann man am Ablaufteller die noch zu erwartende Spieldauer und am Aufwickelteller die vergangene Spieldauer ablesen.

Da bei jedem Magnettongerät die Bandgeschwindigkeit konstant ist und somit die Umdrehungszahlen der Teller sich ständig ändern, kann der Zeitmaßstab nicht linear sein. Im folgenden soll nun eine Beziehung abgeleitet werden, mit der es möglich ist, diesen Maßstab zu berechnen. Wird am Schnitt P die Zeit berechnet, die während einer Umdrehung vergeht, so gilt mit dem jeweiligen Durchmesser D:

$$t_u = \frac{D\pi}{v}.$$

Dabei ist v die konstante Bandgeschwindigkeit in cm/s. Da der Durchmesser D mit jeder Umdrehung u um die doppelte Banddicke d größer oder kleiner wird (je nachdem, ob Auflauf oder Ablauf), läßt sich D wie folgt ausdrücken:

$$D = D_0 + u\,2\,d, \qquad (2)$$

wobei D_0 der Durchmesser des Wickelkernes ist, auf dem sich das Band aufrollt.

Somit gilt nach Gleichung (1) für die Zeit in der u-ten Umdrehung:

$$t_u = \frac{\pi}{v}(D_0 + u\,2\,d).$$

Die gesamte Zeit t muß nun die Summe aller Einzelzeiten t_u sein.

Bezeichnet man mit k die gesamte Umdrehungszahl, die der Teller in Abhängigkeit vom Band und dessen Dicke insgesamt machen kann, so ergibt sich für die Anzahl der Umdrehungen:

$$k = \frac{D - D_0}{2d}. \qquad (3)$$

Die Größe u stellt eine Zählgröße bzw. eine einzige, bestimmte Umdrehungszahl dar. Der Durchmesser D in Gleichung (2) vergrößert sich mit immer größer werdendem u, das heißt, nach zwei Umdrehungen, also u = 2, wird $D = D_0 + 2 \cdot 2d$, nach zehn Umdrehungen $D = D_0 + 10 \cdot 2d$. Daraus folgt, daß die Zeit t_u des Umlaufs bei der zehnten Umdrehung viel länger dauert als bei der zweiten. Die gesamte Laufzeit des Bandes muß also gleich der Summe der einzelnen Zeiten t_u sein. Es ergibt sich daher:

$$t = \frac{\pi}{v} \cdot \sum_{u=1}^{u=k} \cdot (D_0 + u\,2d)$$

$$= \frac{\pi}{v}\left(k\,D_0 + 2d \sum_{u=1}^{u=k} u\right). \qquad (4)$$

In dieser Gleichung ist noch der Ausdruck $\sum_{u=1}^{u=k} u$ zu berechnen, der die Summe der natürlichen Zahlen von 1 bis k darstellt.

$$\sum_{u=1}^{u=k} u = \frac{k}{2}(k+1). \qquad (5)$$

Mit diesem Ergebnis erhalten wir für die Ablaufzeit:

$$t = \frac{\pi}{v}\left[k\,D_0 + 2\,d\,\frac{k}{2}(k+1)\right]. \qquad (6)$$

Setzen wir noch die Gleichung (3) in die Gleichung (6) ein und multiplizieren die einzelnen Klammern aus, so ergibt sich für die Ablaufzeit die endgültige Beziehung:

$$t = \frac{\pi}{v}\left[\frac{1}{4d}(D^2 - D_0^2) + \frac{1}{2}(D - D_0)\right]. \qquad (7)$$

Mit dem Radius $r = \frac{D}{2}$,

$$t = \frac{\pi}{v}\left(\frac{r^2 - r_0^2}{d} + r - r_0\right). \qquad (8)$$

Setzt man alle Längeneinheiten hierbei in cm ein, v in cm/s, dann ergibt sich die Zeit t in Sekunden.

Wird für D der maximale Bandtellerdurchmesser D_{max} eingesetzt (Bild 1), so ergibt sich die maximale Spieldauer, die überhaupt möglich ist.

Für ein Gerät mit v = 38,1 cm/s Bandgeschwindigkeit, $D_{max} = 28{,}5$ cm, $D_0 = 7$ und $d = 5{,}5 \cdot 10^{-3}$ cm ergibt sich:

$$t_{max} = \frac{\pi}{38{,}1}\left(\frac{28{,}5^2 - 7^2}{4 \cdot 5{,}5 \cdot 10^{-3}} + \frac{28{,}5 - 7}{2}\right)$$

$$= 2860\ s \mathrel{\hat{=}} 47{,}6\ min.$$

Um den Maßstab herzustellen, ist es vorteilhafter, Gleichung (8) nach r aufzulösen. Es ergibt sich zunächst die quadratische Gleichung

$$r^2 + rd - r_0^2 - r_0 d - td\frac{v}{\pi} = 0$$

und daraus

$$r = -\frac{d}{2} \pm \sqrt{\frac{d^2}{4} + r_0^2 + r_0 d + td\frac{v}{\pi}} \qquad (9)$$

Das negative Vorzeichen vor der Wurzel hat hier keine physikalische Bedeutung.

Setzt man in Gleichung (9) für

$$\frac{d^2}{4} + r_0^2 + r_0 d = \left(r_0 + \frac{d}{2}\right)^2 \text{ ein,}$$

wird

$$r = -\frac{d}{2} + \sqrt{\left(r_0 + \frac{d}{2}\right)^2 + t\frac{v\,d}{\pi}}. \qquad (10)$$

In den meisten Fällen ist d sehr klein gegenüber r_0 und man kann annäherungsweise schreiben:

$$r \approx \sqrt{r_0^2 + t\,v\,\frac{d}{\pi}}, \qquad (11)$$

r_0, v und d sind technische Konstanten des Gerätes, für das der Maßstab hergestellt werden soll. Es ist oft bequemer, die Zeiten in Minuten einzusetzen.

$$r \approx \sqrt{r_0^2 + t_{min}\frac{60\,v\,d}{\pi}}. \qquad (12)$$

t in min →
t=0 | 5 | 10 | 15 | 20 | 25 | 30 | 35 | 40 | 45
r=0 | r=r₀ | 5,67 | 7,22 | 8,5 | 9,6 | 10,6 | 11,5 | 12,34 | 13,2 | 13,87
r in cm →

Bild 2: Minuten- und Zentimetereinteilung auf dem Zeitmaßstab

Nach Einsetzen der Werte in Gleichung (12) ergibt sich für das angegebene Gerät:

$$r_{cm} = \sqrt{3{,}5^2 + t_{min}\frac{60 \cdot 38{,}1 \cdot 5{,}5}{\pi \cdot 10^3}}$$

$$= \sqrt{12{,}205 + t_{min} \cdot 4}.$$

Bild 2 zeigt die Aufteilung des Maßstabes in Minuten und Zentimeter.

LEHRGANG FUNKTECHNIK

Fernsehrundfunk

21. Fortsetzung

Von WERNER TAEGER

Bild 164 zeigt ein Beispiel einer gleichstromgekoppelten Bildverstärkerstufe mit Katodensteuerung der Braunschen Röhre; nach dem vorher Gesagten muß bei Katodensteuerung die Spannung am Gitter der Endröhre positiv sein, das heißt, die Gitterspannung ist zwischen Anode der Gleichrichterröhre bzw. Kristalldiode und Masse abzunehmen.

Von ausschlaggebender Bedeutung für die Güte und die Auflösung des aufgenommenen Fernsehbildes sind Frequenzgang, Bandbreite und Verstärkungszahl des Bildverstärkers (in der angelsächsischen Literatur auch Videoverstärker genannt, von videre = sehen). Der Bildverstärker stellt aus diesem Grunde eines der schwächsten Glieder in der Kette der einzelnen Stufen eines Fernsehempfängers dar, da es unmöglich erscheint, diesen Verstärker optimal entsprechend den Forderungen nach hinreichender Bandbreite und Verstärkung zu schalten. Besonders die Bedingung hinsichtlich der Bandbreite ist nur schwer zu erfüllen, ohne daß Verstärkung und Ausgangsspannung zu kleine Werte annehmen. Ist nämlich die Verstärkung zu gering, so leidet der Bildkontrast, wenn nicht durch Übersteuerung des Verstärkers die Linearität der Helligkeitswerte im Bild gestört werden soll. Je nachdem, ob der Bildverstärker das Steuergitter oder die Katode der Bildröhre steuert, werden in diesem Fall die hellen Grautöne zum Weiß hin oder die dunklen Grautöne zum Schwarz hin verschoben.

Bild 164: Bildendstufe bei Gleichstromkopplung und Katodensteuerung der Bildröhre

Mit einer neueren amerikanischen Bildverstärkerschaltung gelingt es, die Bandbreite auf den erforderlichen Wert zu bringen, ohne daß sich die Verstärkungszahl wesentlich verkleinert oder die nichtlineare Kennlinie des Verstärkers die Helligkeitswerte des Bildes verzerrt. Bild 165 zeigt das Prinzipielle der neuen Schaltung, die nach ihrem Erfinder „Procter-Gegentaktverstärker" genannt wird. Es handelt sich um eine Gegentaktschaltung mit zwei gitterseitig im Gegentakt gesteuerten und katodengekoppelten Trioden. Die Anode des Systems 1 steuert über eine beeinflußbare Induktivität L_1 das Steuergitter, die Anode vom System 2 direkt die Katode der Bildröhre. Der Ausgangskreis der beiden Röhrensysteme ist gewissermaßen durch die Gitterkatodenkapazität der Bildröhre geschlossen. Alle drei Kreise, Eingangskreis, Phasenumkehrkreis und Ausgangskreis, sind nur über den gemeinsamen Katodenstrom und die Röhrenkapazitäten miteinander gekoppelt.

Die durch die Röhrenkapazitäten hervorgerufene Rückkopplung nimmt mit wachsender Frequenz zu, so daß auch die Frequenzkurve in der geforderten Weise mit der Frequenz ansteigt. Im Bild 166 ist das Schaltbild eines nach diesem Prinzip ausgeführten Gegentaktverstärkers wiedergegeben, der bei der Zeilenfrequenz eine etwa 200fache, bei 5 MHz etwa 2000fache Verstärkung hat. Durch die Gegentaktschaltung der Ausgangsstufe und die Gegentaktsteuerung von Gitter und Katode der Bildröhre wird eine weitgehende Unterdrückung nichtlinearer Verzerrungen und störender Verfälschungen der Helligkeitswerte des Bildes erzielt. Wenn das System 1 wegen der nichtlinearen Röhrenkennlinie die hellen Bildtöne zusammenrückt, gleichzeitig auch die dunklen Bildtöne auseinanderzieht, zeigt das die Bildröhrenkatode steuernde System 2 gerade das umgekehrte Verhalten, so daß eine fast vollständige Kompensation der Nichtlinearitäten eintritt. Dabei kann die Doppeltriode, zum Beispiel eine ECC 81, eine Ausgangsspannung abgeben, die zur Aussteuerung selbst einer Projektionsröhre mit einer Anodenspannung bis zu 30 000 V ausreicht.

Die Induktivitäten L_1 und L_2 im Bild 165 bzw. L_3 und L_4 im Bild 166 dienen zur Anhebung der hohen Frequenzen. Die obere Grenze der ausnutzbaren Bandbreite wird durch die in der Gitterleitung der Bildröhre liegende Selbstinduktion (L_1 im Bild 165) zusammen mit der Gitterkatodenkapazität der Bildröhre bestimmt; die Resonanzfrequenz dieses Reihenschwingkreises soll jedoch oberhalb der oberen Bandgrenze liegen, um nicht zum Erregen von Eigenschwingungen Veranlassung zu geben.

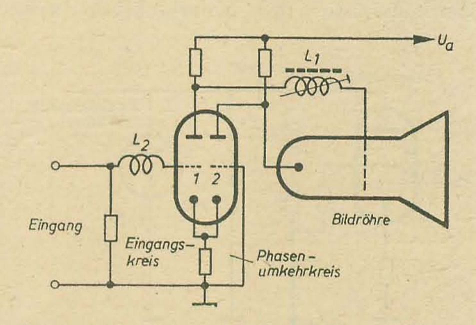


Bild 165: Prinzipschaltbild des Procter-Bildverstärkers

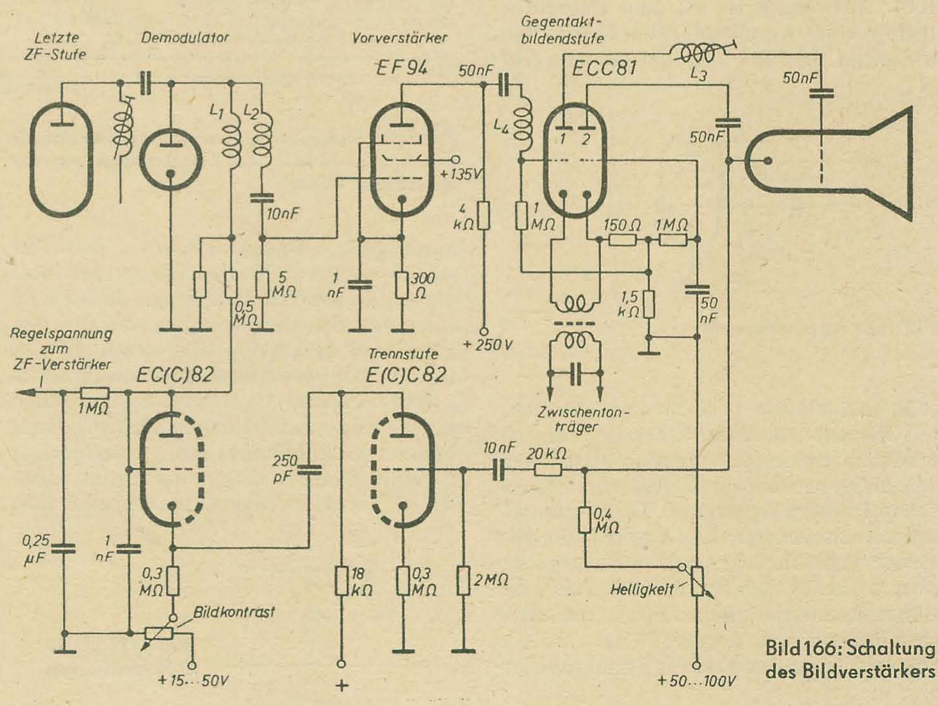


Bild 166: Schaltung des Bildverstärkers

Zu dem im Bild 166 gezeigten Procter-Verstärker gehört auch noch eine neuartige Stufe zum Abtrennen der Synhronisierimpulse, die sehr einfach aufgebaut ist und mit einem Triodensystem auskommt. Die negativen Impulse an der Anode dieser Röhre werden einem Verstärker zugeführt und steuern außerdem eine Stufe für die automatische Kontrastregelung. Diese Stufe regelt eine Gittervorspannung im ZF-Verstärker, so daß man im Bildendverstärker mit konstanten Verhältnissen hinsichtlich Verstärkung, Bandbreite usw. rechnen kann.

In den Fällen, wo man RC- gekoppelte Verstärker verwendet, soll die Zeitkonstante der RC-Kombination etwa 100 ms betragen, dem entspricht bei einem Gitterableitwiderstand von $10^6\,\Omega$ eine Koppelkapazität von 10^{-7} F = 100 nF. Bei dieser Schaltungsart muß aber, wie bereits erwähnt, der der mittleren Bildhelligkeit entsprechende Gleichstromwert wiederhergestellt werden (Bild 167). Die Zeitkonstante der Kombination soll

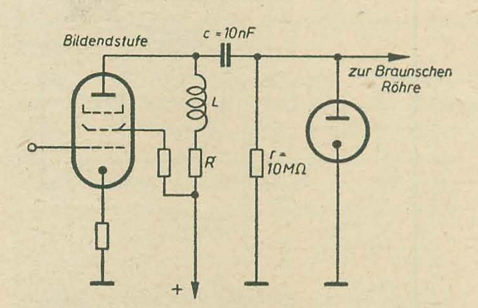


Bild 167: Wiedergewinnung des Gleichstromwertes

100 ms betragen, man wählt c = 10 nF und r = 10 MΩ. Die Kapazität c wird ständig umgeladen, die Schnelligkeit dieser Umladung ergibt sich aus der Größe der Zeitkonstanten $c \cdot R_{Diode}$, wobei R_{Diode} der Innenwiderstand der Diodenstrecke ist.

Ein wichtiger Bestandteil des Fernsehempfängers ist das Amplitudensieb (Bild 168). Notwendig ist es, eine Begrenzerstufe vor das Amplitudensieb zu schalten, wie es im Bild 164 skizziert ist. Die Auf-

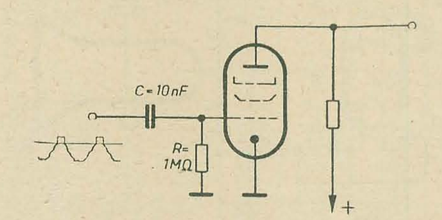


Bild 168: Amplitudensieb

gabe dieser Stufe besteht darin, das Amplitudensieb vor einer Übersteuerung zu schützen. Im Amplitudensieb selbst werden die Synchronisierzeichen vom eigentlichen Bildsignal getrennt. Die Wirkungsweise ist ähnlich der eines Audions; die dem Gitter zugeführten Amplituden sind jedoch so groß, daß der Steuerbereich der Röhrenkennlinie allein durch die Synchronisierzeichen ausgefüllt ist. Sobald auf das Gitter das positive Synchronisiersignal gelangt, fließt ein Gitterstrom, der den Kondensator C auf den Spitzenwert der Impulsspannung negativ auflädt und so hoch ist, daß die Bildmodulation selbst am unteren Knick der Röhrenkennlinie abgeschnitten wird.

Auch eine Diodenstrecke läßt sich als Amplitudensieb verwenden (Bild 169).

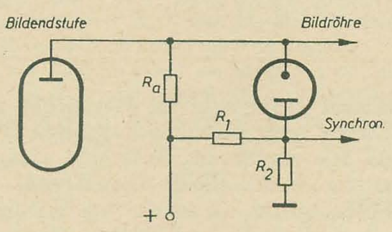


Bild 169: Diode als Amplitudensieb

Parallel zum Außenwiderstand der Bildendstufe liegt die Reihenschaltung Diode plus Widerstand R_1. Der Spannungsteiler R_1, R_2 sorgt dabei für die richtige Diodenvorspannung, die so einzustellen ist, daß die Diode bei Erreichen eines definierten Anodenstromes leitend wird; die Spannung an der Diode ist dann gerade Null. Die Diode soll für den dem Bildinhalt entsprechenden Amplitudeninhalt gesperrt und für die Synchronisierzeichen geöffnet sein. Im Bild 170 ist an einem aus der Praxis entnommenen Beispiel die Zusammenschaltung vom ZF-Verstärkerausgang, Bildgleichrichter, Bildverstärker und Amplitudensieb gezeigt. Von der Anode des Triodensystems der ECL 80 wird das Synchronisiergemisch für den Bild- und Zeilenkipp abgenommen; um sie den Kippgeräten einzeln zuführen zu können, müssen die Synchronisierzeichen für die Bild- und Zeilenablenkung in einer besonderen Schaltanordnung voneinander getrennt werden. Wegen der unterschiedlichen Zeitdauer der Steuerimpulse läßt sich die Trennung auf verhältnismäßig einfache Weise in Differenzier- bzw. Integrierschaltungen durchführen.

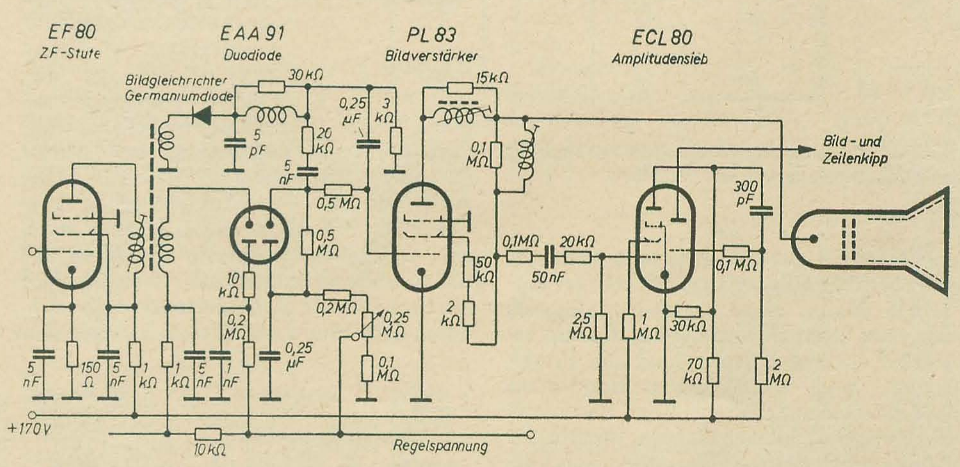


Bild 170: Bildgleichrichterschaltung mit Endstufe und Amplitudensieb bei Katodensteuerung der Braunschen Röhre

Im einfachsten Fall besteht eine Differenzierschaltung entsprechend Bild 171 aus einem Kondensator C und einem Widerstand R in Spannungsteilerschaltung. Für die am Eingang liegende Spannung gilt:

$$U_e = \frac{q}{C} + I \cdot R, \qquad (185)$$

wobei q die Ladung des Kondensators ist. Für diese gilt aber auch

$$q = \int I \cdot dt.$$

Andererseits ist die Ausgangsspannung als

$$U_a = I \cdot R \qquad (185\,a)$$

definiert.

Statt Gleichung (185) ist daher zu schreiben:

$$U_e = \frac{1}{C} \int I \cdot dt + U_a. \qquad (185\,b)$$

Ist der Potentialunterschied über dem Kondensator groß, so vereinfacht sich die Beziehung für die Eingangsspannung

$$U_e = \frac{1}{C} \int I \cdot dt, \quad I = C \cdot \frac{dU_e}{dt}. \qquad (186)$$

Unter Berücksichtigung der Gleichung (185 a) ist daher schließlich

$$U_a = R \cdot C \frac{dU_e}{dt}, \qquad (187)$$

das heißt, die Ausgangsspannung ist proportional dem Differentialquotienten der Eingangsspannung, das bedeutet: verhältnisgleich der Änderungsgeschwindigkeit dieser Spannung nach der Zeit.

Besteht die Eingangsspannung U_e aus einer Reihe von Impulsen nach Bild 172, so gilt für die Fourierentwicklung dieser Rechteckimpulse mit den im Bild 172 eingetragenen Bezeichnungen:

$$f(\omega t) = \frac{2 \cdot K}{\pi} \left(\frac{\varphi}{2} + \frac{\sin \varphi}{1} \cos \omega t + \frac{\sin 2\varphi}{2} \cos 2\,\omega t + \frac{\sin 3\varphi}{3} \cos 3\,\omega t + \ldots \right).$$

Ist nun die halbe Impulsbreite φ sehr klein, so daß man den sin gleich dem Argument setzen kann, also $\sin \varphi \approx \varphi$,

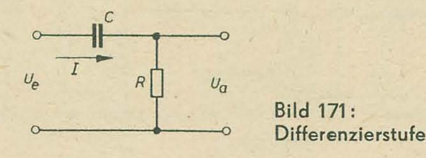


Bild 171: Differenzierstufe

sin 2 $\varphi \approx 2\,\varphi$ usw., so vereinfacht sich der oben geschriebene Ausdruck zu:

$$f(\omega t) = \frac{2 \cdot K\varphi}{\pi}\left(\frac{1}{2} + \cos\omega t + \cos\omega 2t + \cos 3\omega t + \ldots\right).$$

Liegt eine solche Spannung an einer Spule mit geringem ohmschem Widerstand, so erhält man für den die Spule durchfließenden Strom:

$$I(\omega t) = \frac{1}{L}\int f(\omega t)\,dt$$
$$= \frac{2 \cdot K\varphi}{\pi\omega L}\left(\frac{\omega t}{2} + \sin\omega t + \frac{1}{2}\sin 2\omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \ldots\right).$$

Das ist aber die Fourierentwicklung einer Sägezahnkurve. Physikalisch kann

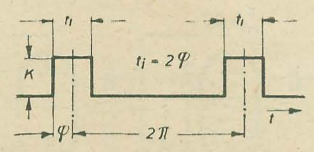


Bild 172: Aufeinanderfolgende Rechteckimpulse

man sich den Vorgang der Differentiation so erklären, daß die Kapazität C im Bild 171 bei sehr steil verlaufender Vorderflanke des Impulses praktisch als ein Kurzschluß betrachtet werden kann. Die volle Impulsspannung liegt also im ersten Augenblick an dem Widerstand R. Nach Erreichen des Endwertes der Spannung wird die Kapazität langsam über R aufgeladen; ist die Ladung beendet, so fließt kein Strom mehr, und die an R stehende Spannung ist auf Null abgesunken. Die rechteckförmige Eingangsspannung läßt sich auch als eine Gleichspannung darstellen, die plötzlich eingeschaltet wird. Dann ist die Spannung an der Kapazität:

$$U_C = K\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right)$$

Die Ladespannung ergibt sich somit als eine ansteigende Exponentialfunktion. Für die am Widerstand R erscheinende Spannung, die exponential absinkt, gilt die Gleichung:

$$U_R = K \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

Die Summe beider Spannungen ist in jedem Augenblick gleich der Sprungamplitude

$$K = U_C + U_R.$$

Wählt man die Zeitkonstante $T_K = R \cdot C$ so, daß die Spannung am Widerstand R praktisch Null wird, erzeugt die Rückflanke das Impulses ein

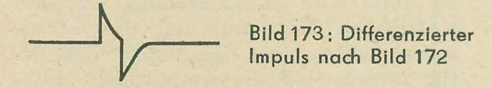


Bild 173: Differenzierter Impuls nach Bild 172

negatives Zeichen, wie es Bild 173 verdeutlicht. Die erwähnte Bedingung für die Größe der Zeitkonstanten T_K lautet:

$$T_K = R \cdot C \leqq 0{,}2 \cdot t_i,$$

wobei t_i die Impulsbreite der Rechtecksteuerspannung ist (Bild 172). Das positive Zeichen wird durch ein Amplitudensieb unterdrückt, so daß im Anodenkreis der Röhre nur noch das negative Zeichen übrigbleibt. In der entsprechenden Schaltung nach Bild 175 ist $T_K = R \cdot C$

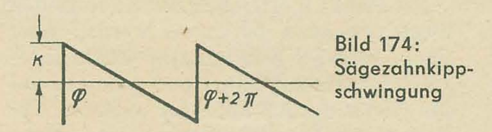


Bild 174: Sägezahnkippschwingung

die für den Differenziervorgang maßgebliche Zeitkonstante; r und c dienen in üblicher Weise zum Erzeugen der Gittervorspannung. Die sich aus diesen Werten ergebenden Werte für die Zeitkonstante $T_G = r \cdot c$ müssen groß gegenüber der Zeitdauer sein, die zwischen zwei Impulsen verstreicht.

Es ist verhältnismäßig leicht, Impulse verschiedener Zeitdauer durch geeignete Wahl der Zeitkonstanten T_K voneinander zu trennen. Hat T_K einen solchen Wert, daß für einen zeitlich gesehen langen Impuls das am Widerstand R auftretende

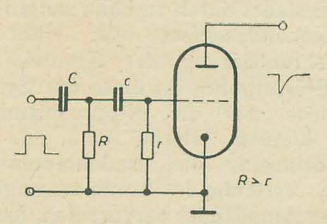


Bild 175: Differenzierschaltung mit Impulssieb zur Unterdrückung der positiven Zeichen

Zeichen fast auf Null abgesunken ist, so wird für einen kurzzeitigen Impuls noch ein endlicher Spannungswert vorhanden sein, das heißt, die Rückflanke des langen Zeichens ragt in ihrer Amplitude über die eines etwa darauffolgenden kurzen Zeichens hinaus. Statt durch ihre zeitliche Länge unterscheiden sich nach der Differentiation die Zeichen nunmehr durch ihre Amplitude, so daß durch ein Amplitudensieb die Impulse für den Bild- und Zeilenkipp leicht zu trennen sind.

Auch in Integrierschaltungen lassen sich die Impulse trennen. Wie Bild 176 zeigt, ist diese Schaltung der Differenzierschaltung reziprok, das heißt, Widerstand und Kondensator sind miteinander vertauscht. Beim Auftreffen einer Flanke der Rechteckspannung wird der Kondensator aufgeladen, wobei der Ladestrom im ersten Augenblick seinen höchsten Wert hat, um dann nach einem Exponentialgesetz abzufallen. Während somit zunächst die Kondensatorspannung Null ist, steigt diese nunmehr exponentiell an. Bei einer sehr kleinen Zeitkonstanten der Trennschaltung können die nur kurze Zeit andauernden Zeilenimpulse den Kondensator nur schwach aufladen. Da außerdem die zeitlichen Abstände zwischen den ein-

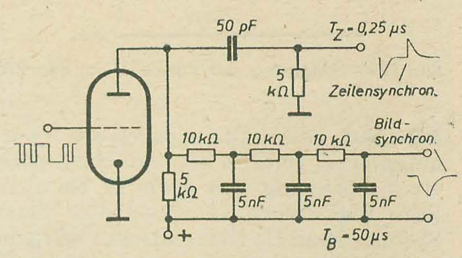


Bild 177: Trennschaltung für Zeilen- und Bildsynchronisation

zelnen Zeilenimpulsen groß sind, gleicht sich diese geringe Aufladung bis zum Eintreffen des nächsten Impulses wieder aus. Anders bei den Bildzeichen, die eine wesentlich längere Dauer haben, so daß der Kondensator sich auf eine höhere Spannung auflädt; die Entladung zwischen den einzelnen Bildimpulsen ist ebenfalls nur unvollkommen. Die Folge davon ist, daß die aufeinanderfolgenden Bildzeichen den Kondensator auf eine wesentlich höhere Endspannung aufladen als dies die Zeilenimpulse vermögen.

Die praktische Schaltung einer Trennstufe für die Synchronisierzeichen zeigt Bild 177. Für die Zeilensynchronisierimpulse ist eine Differenzieranordnung, für die Bildimpulse dagegen eine Integrierschaltung verwendet. Die Zeitkonstante für die ersteren beträgt $50 \cdot 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^{3} = 250 \cdot 10^{-9} = 0{,}25\ \mu s$, die Zeitkonstante für die Bildimpulse ist 200 mal so groß, sie beträgt $5 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^{3} = 50\ \mu s$.

Eine weitere, von Telefunken entwickelte Methode der Impulsabtrennung sei im folgenden beschrieben: Bild 178 zeigt die Schaltung, für die die Röhren ECC 82 und EF 80 verwendet wurden.

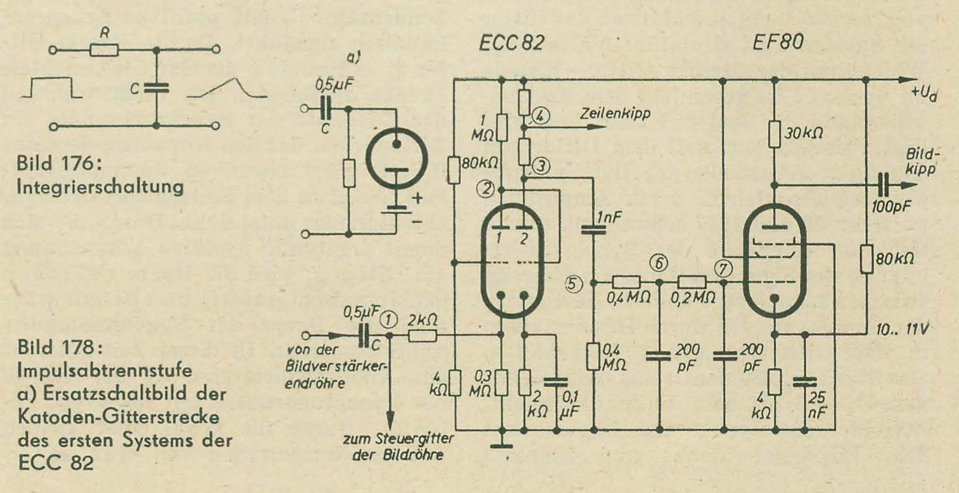


Bild 176: Integrierschaltung

Bild 178: Impulsabtrennstufe a) Ersatzschaltbild der Katoden-Gitterstrecke des ersten Systems der ECC 82

Das Abtrennen der Synchronisierimpulse erfolgt durch zweiseitige Beschneidung der Impulse, so daß die Impulsamplitude am Ausgang der Stufe unabhängig von der Eingangsamplitude und vom Bildinhalt ist. Jedoch darf die Eingangsamplitude an dem mit 1 bezeichneten Punkt nicht unter 2,5 V_{eff} liegen, wie das auch Bild 179 veranschaulicht. Das Gemisch wird über eine Reihenschaltung von 0,5 μF und 2 kΩ der Katode des ersten Systems der Doppeltriode ECC 82

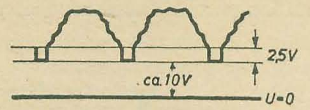


Bild 179: Spannung am Punkt (1) im Bild 178

zugeführt, dessen Gitter durch den Spannungsteiler 80 kΩ/4 kΩ auf einer positiven Spannung von etwa 10 bis 11 V liegt. Die Strecke Katode—Gitter dieses Systems kann als Diodenstrecke betrachtet werden, wie die daneben gezeichnete Ersatzschaltung erkennen läßt. Die Synchronisierimpulse rufen einen Diodenstrom hervor, wodurch die Kapazität C = 0,5 μF aufgeladen wird. Dadurch ist in diesen Spitzen das Potential an Katode und Gitter nahezu gleich und entspricht der kleinen positiven Vorspannung des Gitters. Die positive Hilfsgleichspannung am Gitter des ersten Systems der ECC 82 ermöglicht die Aussteuerung des Systems bis zum Gitterstromeinsatz bereits mit der genannten kleinen Eingangsamplitude von 2,5 V_{eff} trotz des Spannungsabfalls, den der durch den Katodenwiderstand von 300 kΩ fließende Anodenstrom erzeugt. Der vorgeschaltete Widerstand von 2 kΩ verhindert eine unerwünschte Erhöhung der Kapazität im Anodenkreis der Bildendstufe. Durch das Zusammenwirken beider Triodensysteme der ECC 82 erfolgt nunmehr die Abtrennung der Impulse und die Begrenzung der Ausgangsamplitude. Während der Impulsdauer ist das erste System offen und das zweite System gesperrt. Die Anodenspannung von System 1 sinkt durch den hohen Anodenwiderstand von 1 MΩ auf einen Wert zwischen 2 und 10 V ab. Zwischen dem Eintreffen zweier Impulse ist System 1 gesperrt, System 2 ist dagegen offen. Am Punkt 2 stellt sich während dieser Zeit eine Spannung ein, die etwa der Katodengleichspannung des Systems 2 von rund 30 V entspricht, denn das Gitter des Systems 2 ist stromführend, und der Widerstand der Strecke Gitter—Katode im System 2 ist gegenüber dem Anodenwiderstand von System 1 klein. Letzterer liegt zwischen plus und dem Gitter von System 2, an dem also negative Synchronisierimpulse stehen, deren Amplituden zwischen 20 und 28 V schwanken, sobald sich die Amplitude der Synchronisierimpulse des Signalgemisches am Eingang zwischen 2,5 und 30 V ändert. Die Spitzen der Impulse werden durch Hineinsteuern in das Gitterstromgebiet festgehalten. Das Stück der Anodenstromkennlinie, das von $U_g = 0$ bis zum Fußpunkt reicht, schneidet die Synchronisierimpulse aus dem Bildsignal heraus und begrenzt gleichzeitig die Amplitude des herausgeschnittenen Teiles. Im zweiten System erfolgt eine weitere Begrenzung. Dieses System ist so zu dimensionieren, daß es bereits durch die kleinste Amplitude des negativen Synchronisierimpulses an der Anode des Systems 1 vollständig gesperrt ist.

Bei Punkt 6 erreichen die Impulse den Wert von etwa 60 V; sie werden über einen 1000-pF-Kondensator einer Integrationskette zugeführt und gelangen auf das Gitter der EF 80, einer weiteren Abtrennröhre. Die EF 80 erhält eine solche Vorspannung, daß die restlichen Zeilenkippimpulse, die am Ausgang der Siebkette noch auftreten, im Sperrbereich dieser Röhre liegen und an der Anode der EF 80 nur negative Bildimpulse stehen, die der Anode des Sperrschwingers im Bildkippteil zur Synchronisation zugeleitet werden.

Die Aufgabe des Impulssiebes wird erschwert bei kleiner Eingangsspannung, bei starken örtlichen Störungen und bei plötzlichen Netzspannungs- und Feldstärkeschwankungen. Besonders bei auftretenden Störimpulsen ergeben sich bei den bisher beschriebenen Schaltungen entweder ein „Verstopfen" des Amplitudensiebes durch zu hohe Aufladung des Gitterkondensators oder eine falsche Synchronisierung der Kippteile durch die Störimpulse, da diese wie Synchronimpulse auf die Kippschaltung wirken können. Hierbei sind alle Funkenstörungen, die Nadelimpulse (sehr spitz verlaufende Störspannungen mit hoher Amplitude) hervorrufen, besonders gefährlich. Im Bild machen sich diese Störungen je nach Stärke entweder durch völliges Außertaktfallen des Horizontalkipps oder durch Herausreißen einzelner Zeilen bemerkbar. Aber auch die Vertikalablenkung wird oft durch Störungen beeinflußt (Tanzen des Bildes).

Nach einer neueren Schaltung der Firma Graetz wird das Amplitudensieb nicht, wie sonst üblich, mit einer Pentode, sondern mit einer Heptode, dem besonders für diesen Zweck entwickelten Typ EH 90, bestückt. Diese Spezialheptode verfügt über zwei Steuergitter, die im Gegensatz zu den bekannten Mischheptoden für beide Gitter kurze und geradlinige Kennlinien aufweisen. Das Gitter g_3 dieser Röhre (Bild 180) ist als normales Amplitudensieb geschaltet, das Videosignal wird über den Kopplungskondensator C_1 mit positiven Synchronimpulsen zugeführt. Da die Strecke Gitter g_3 — Katode k als eine Gleichrichterstrecke aufzufassen ist, fließt während der Zeitdauer der Synchronimpulse ein Gitterstrom, der den Koppelkondensator C_1 mit einer negativen Spannung auflädt, die etwa dem Spitzenwert der Synchronimpulse entspricht. Durch die sich damit ergebende negative Vorspannung am Gitter g_3 wird die Röhre zwischen den Impulsen gesperrt und ist nur während der Dauer der Synchronimpulse selbst steuerbar. In dieser Zeit entsteht am Anodenwiderstand R_a der EH 90 das Synchrongemisch mit negativer Polarität. Durch die Wahl einer kleinen Schirmgitterspannung von etwa 15 bis 20 V wird die g_3-Kennlinie sehr kurz, um auch bei den kleinsten vorkommenden Eingangsspannungen noch den Bildinhalt wirksam abschneiden zu können. Treffen mit dem Fernsehsignal gleichzeitig Störungen ein, die den Synchronpegel überragen, so wirken sich diese in doppelter Weise auf die Synchronisierung aus: Einmal wird durch die stärkeren Störimpulse ein höherer Gitterstrom hervorgerufen, durch den C_1 eine zusätzliche Ladung erhält. Die EH 90 wird dadurch soweit gesperrt, daß sie sich durch die Synchronimpulse nicht mehr ansteuern läßt. Die Ladung von C_1 fließt infolge der großen Zeitkonstante $C_1 \cdot R_g$ nur langsam über den Gitterableitwiderstand R_g ab, und erst längere Zeit nach dem Eintreffen der Störimpulse werden wieder Synchronimpulse an die Kippgeräte geliefert. Zum anderen werden aber die Störimpulse im

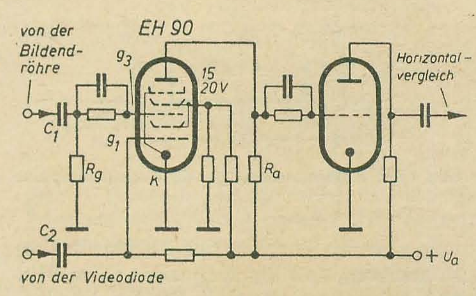


Bild 180: Störaustastung mit der Spezialheptode EH 90

Amplitudensieb begrenzt, erscheinen also an der Anode genau wie Synchronimpulse und können die Kippeinrichtungen durch falsche Synchronisierung stören.

Man kann dem abhelfen, indem ein RC-Glied kleinerer Zeitkonstante in die Gitterzuleitung des Amplitudensiebes geschaltet wird. Dadurch erreicht man eine schnellere Entladung bei kurzzeitigen Störimpulsen, so daß das Amplitudensieb schneller wieder die Synchronimpulse weitergeben kann. Treten Störungen in rascher Folge oder mit sehr hoher Amplitude ein, dann vermag auch diese Schaltung das Amplitudensieb nicht mehr vor dem „Verstopfen" zu schützen.

Werden die auftreffenden Störungen ein zweites Mal, jedoch gegenphasig dem Gitter g_1 der Heptode über den Kondensator C_2 zugeführt, so läßt sich bei richtiger Dimensionierung mit dieser Anordnung ein vollständiges gegenseitiges Auslöschen (Austastung) der Störimpulse erreichen. Bei einstufigem Videoverstärker in Katodenbasisschaltung ergibt sich sofort die erforderliche Phasenverschiebung von 180° zwischen den den Gittern g_1 und g_3 zuzuführenden Signalen, wenn man g_1 das Gemisch vom Bilddemodulator, g_3 von der Anode der Bildendstufe zuleitet, da innerhalb der Videoendröhre eine Phasendrehung um 180° stattfindet. Man muß nur durch Zwischenschalten eines Spannungsteilers dafür sorgen, daß die Amplituden hinter der Bildendröhre, die ja verstärkt worden sind, den gleichen Betrag haben, wie diejenigen, die vom Demodulator, also vor der Bildendröhre abgenommen wurden.

Wird fortgesetzt

Literaturkritik und Bibliographie

Baurat Dipl.-Ing. Karl Schmitt

Elektrochemie mit Einführung in die anorganische Chemie

Fachbuchverlag Leipzig, 1955
3., verbesserte und erweiterte Auflage
341 Seiten, 111 Bilder, DIN C 5
Halbleinen 8,50 DM

Ein Lehrbuch der Elektrochemie, das nur die Kenntnisse der elementaren Schulchemie voraussetzt, hat bislang gefehlt. Der Verfasser des vorliegenden Werkes hat es in hervorragender Weise verstanden, die Grundlagen der anorganischen Chemie und der Elektrochemie allgemeinverständlich zu interpretieren und damit für die Ausbildung des Berufsnachwuchses ein wertvolles Unterrichtsmittel zu schaffen.

Die Elektrochemie wird häufig als „Mauerblümchen" betrachtet. Es darf aber nicht vergessen werden, daß dieser Zweig der Chemie im Rahmen der vielfältigen Aufgaben für die Chemiker und Metallurgen in den letzten Jahren bedeutende Fortschritte erzielt hat, besonders dort, wo hochwertige Werkstoffe vor dem Verschleiß geschützt oder durch andere, im Inland zur Verfügung stehende, ersetzt werden müssen. Zur Lösung dieser und ähnlicher Probleme ist die Elektrochemie ein wertvoller Helfer. Das Lehrbuch führt in knapper, aber wissenschaftlich exakter Darstellung in die allgemeinen Grundlagen der anorganischen Chemie ein. Im Abschnitt I, der diesem Wissenszweig gewidmet ist, werden vor allem die Aggregatszustandsänderungen und die Trennung der Arbeitsgebiete von Physik und Chemie behandelt. Der Anfänger erfährt einiges über chemische Arbeitsmethoden und erlangt eine Vorstellung vom Aufbau der Stoffe. Die chemische „Zeichensprache", also das Lesen chemischer Formeln, wird in leichtverständlicher Weise erläutert. Es folgen Abschnitte über das für das Verständnis der Anschauungen über den Aufbau der Atome wichtige periodische System der Elemente und deren chemischer Eigenschaften.

Im 2. Abschnitt (Elektrochemie) erfährt der Leser alles Wissenswerte über die Arbeitsmethoden und die verschiedenen Formen der Anwendung der elektrochemischen Oberflächenbehandlung. In allen Abschnitten werden diejenigen Randgebiete, die den Praktiker in diesem Zusammenhang interessieren, mit einbezogen. So ist es zum Beispiel sehr wichtig, daß der elektrolytischen Behandlung eines Werkstoffes eine entsprechende mechanische und chemische Vorbereitung der metallischen Oberfläche vorausgeht. Die Zusammensetzung der verschiedenen Bäder für das Verkupfern, das Verzinken, Verkadmen und Verzinnen, Verchromen usw. wird eingehend beschrieben.

Im letzten, dem 3. Abschnitt werden Angaben über das Anstellen qualitativer und quantitativer Analysen gemacht. Zu den technisch-chemischen Analysen gehören zum Beispiel Rauchgasprüfungen, die für die Kontrolle der Verbrennung der Kohle (vollständige oder unvollständige) zur Einsparung dieses wichtigen Rohstoffes von wesentlicher Bedeutung sind.

Ein Tabellenanhang und ein sehr ausführliches Sachverzeichnis beschließen das Buch.

Der Druck, die Ausstattung und die Illustration des Lehrbuches sind gut. Die Anschaffung kann jedem Studierenden, Meister, Techniker, Chemiker und Ingenieur wärmstens empfohlen werden.

Taeger

Werner W. Diefenbach

Miniatur- und Subminiatur-Empfänger

Jakob Schneider Verlag, Berlin-Tempelhof, 1955
72 Seiten, 71 Bilder, kart., 15 × 21 cm

Der Verfasser gibt in diesem neuen Band der Reihe „Deutsche Radio-Bücherei" neben einer Einführung in die Grundlagen der Empfängertechnik und der Konstruktionsprinzipien für Miniatur- und Subminiaturempfänger ausführliche Bauanleitungen für Kleinstempfänger vom Format einer Streichholzschachtel bis zur Brieftaschengröße. Die am Radiosport interessierten Funkfreunde erhalten viele neue Anregungen und finden im Bau der beschriebenen Miniaturgeräte ein reizvolles Betätigungsfeld. Die Bauanleitungen erstrecken sich auf Miniaturtaschenempfänger mit Germaniumdiode, Taschenempfänger mit Germaniumdiode und zweistufigem Transistorverstärker, Zweiröhrenempfänger mit Miniaturröhren, Dreiröhrentaschenempfänger mit Subminiaturröhren und Ferritantenne und einen 4-Röhren-6-Kreissuper mit Subminiaturröhren und Ferritantenne. Für sämtliche beschriebenen Geräte sind Aufbauhinweise und Konstruktionsvorschläge für Chassis, Gehäuse und Einzelteile, wie Skalenantriebe, Stecker oder Schalter, enthalten.

Weitere Kapitel befassen sich mit Antennen, Spezialbauteilen und Stromversorgung. Für die Röhrengeräte ist eine weitere Bauanleitung für einen Zusatznetzteil vorhanden.

In einer Anzahl Tabellen gibt der Verfasser Übersichten über Subminiaturbatterien, Miniatur- und Subminiaturröhren, Kristalldioden, Flächentransistoren und Spulendaten. Die Herstellerfirmen von Kleinstbauelementen sind ebenfalls in einer Zusammenstellung genannt.

Insgesamt vermittelt das Buch eine Fülle von Anregungen und Erfahrungen und gefällt durch die gute und erschöpfende Art der Darstellung.

heku

Zusammengestellt und bearbeitet von
F. Winckel

Klangstruktur der Musik

Neue Erkenntnisse
musik-elektronischer Forschung
Verlag für Radio — Foto — Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde
224 Seiten, 140 Bilder, DIN A 5,
Preis 18,50 DM

Dieses Buch wurde im Auftrage des Außeninstitutes der Technischen Universität Berlin-Charlottenburg herausgegeben und stellt die Zusammenfassung einer Vortragsreihe dar, die Anfang 1954 vom Außeninstitut in Verbindung mit dem „Elektrotechnischen Verein" unter dem Titel „Musik und Technik" veranstaltet wurde.

Nach einem Vorwort von Dr. F. Winkel werden zehn Beiträge maßgebender Wissenschaftler und Fachleute von Rundfunk, Schallplatte, klassischen und elektronischen Musikinstrumenten gebracht. Auch die Musiker erhalten Gelegenheit, sich mit den neuen Mitteln der elektronischen Musikerzeugung auseinanderzusetzen. Dabei wurde in diesem Buch bewußt darauf verzichtet, die unübersehbare Fülle der einzelnen Verfahren und Schaltungen elektronischer Musikerzeugung zu behandeln, die in den letzten Jahrzehnten entstanden sind. Desgleichen nahm man Abstand, elektronische Musikinstrumente, die zur Erzeugung von Klangfarben herkömmlicher Musikinstrumente, zum Beispiel Elektronenorgeln usw. (sogenannte Imitatoren) dienen, sowie elektronische Effektmittel für Unterhaltungsmusik darzustellen. Die technischen Grundlagen der Lauterzeugung, der Zusammensetzung der Lautstruktur und die Verarbeitung der Lautstruktur zum Beispiel durch Fonomontage, werden dagegen sehr eingehend behandelt, so daß der Rundfunkschaffende, insbesondere der Tonmeister und Toningenieur, sowie der Musiker einen guten Überblick erhält.

Im ersten Beitrag behandelt Privat-Dozent Dr. F. Winkel die naturwissenschaftlichen Probleme der Musik. Nach einer geschichtlichen Betrachtung des Themas wird die gehörphysiologische Bewertung des quasistationären Klanges sehr eingehend erörtert. Hierzu rechnen auch die Abschnitte über Dissonanzempfinden und Dauerton. Während die bisherigen gehörphysikalischen Betrachtungen sich auf den stationären Anteil des Klanges beziehen, werden im zweiten Teil des Beitrages die Ausgleichsvorgänge als wesentlichster Faktor in der Musik behandelt. Hierzu gehören das Element der musikalischen Bewegung und die Schwankungserscheinungen in der Musik. Nach Behandlung der Geräuschkomponenten als musikalisches Element werden in einer Schlußbetrachtung alle Einflüsse, die die Musik lebendig gestalten, zusammengefaßt.

Einen Abriß der historischen Entwicklung des Instrumentenbaues gibt Prof. Dr. H. H. Dräger im zweiten Beitrag des Buches.

Der dritte Beitrag berichtet über akustische Untersuchungen an alten und neuen Orgeln (Pfeifenorgeln) und stammt aus der Feder des bekannten Fachmannes Reg.-Rat Dr. W. Lottermoser. Nach einer Einführung in die Problemstellung wird eine Zusammenfassung früherer Untersuchungen an Orgeln gebracht. Die Untersuchung des Einflusses der Raumakustik auf den Orgelklang wird eingehend erörtert. Ein weiterer Abschnitt ist den Schalldruckmessungen gewidmet. Sehr ausführlich werden dann die Klangspektren von Orgeln und die Einschwingvorgänge untersucht. Hierbei wurden wertvolle Erkenntnisse gesammelt, die dem Orgelbauer die Möglichkeit geben, die den alten und berühmten Orgelbaumeistern der Barockzeit mit Hilfe neuartiger Untersuchungsmethoden an ihren Kunstwerken entrissenen Geheimnisse bei dem Bau neuer Orgeln zu verwerten. Die reiche Illustration dieser Arbeit trägt viel zum weiteren Verständnis bei.

Im vierten Beitrag behandelt O. Sala die subharmonische elektrische Klangsynthese, wie sie im Mixturtrautonium angewendet wird. Nach einer kurzen Einführung über die Aufgabe des Mixturtrautoniums werden die dort auftretenden musikalischen und technischen Probleme, insbesondere die Einrichtung zur frequenzstabilen Synchronisation über einen Mitnahmebereich von mehr als drei Oktaven, behandelt. Mit Hilfe elektrischer Tonbandstudien kann der Anwendungsbereich des Instrumentes bedeutend erweitert werden. Kleine Zusatzgeräte zum Mixturtrautonium, die unter dem Begriff „Elektronisches Schlagwerk" zusammengefaßt sind, werden ebenfalls behandelt.

Über die bisher sehr umstrittene „Musique Concrète" berichtet in einem weiteren Beitrag Jaques Poullin, der Chef der Gruppe Forschung für Musique Concrète in Paris. Die Problemstellung, die Darstellung des Verlaufes der verschiedenen Komponenten des Klangspektrums sowie die symbolische Notierung derselben werden eingehend erläutert. Einen breiten Raum nimmt die Herstellung der Tonobjekte ein. Die speziell für diese Technik entwickelten Geräte und Apparaturen werden ausführlich beschrieben. Die weiteren Abschnitte dieser Arbeit betreffen die Komposition der Klangobjekte und die Klangprojektion. Zusammenfassend kann gesagt werden, daß dieser umfangreiche Beitrag eine gute Übersicht dieser neuen Verfahren zur Schaffung von Tonobjekten, die außerhalb der herkömmlichen Musikerzeugung liegen, vermittelt. Es bleibt abzuwarten, inwieweit diese Technik tatsächlich eine Erweiterung und Bereicherung der uns bekannten Klangwelt bringt.

Meyer-Eppler berichtet in der nächsten Arbeit über „Elektronische Musik". Die stofflichen und informationstheoretischen Grundlagen, die Formungsmittel und Informationsspeicher und ihre besondere Anwendung werden sehr eingehend erläutert. Die grafische Fixierung der Kompositionsanweisungen und ihre matrizielle Notation bilden den Inhalt der nächsten Abschnitte dieser Arbeit. Nach Besprechung der Wiedergabe der erzeugten Tonobjekte werden in einer Zusammenfassung alle wichtigen Punkte dieser Spezialtechnik nochmals herausgestellt.

Eine für Tonmeister und Toningenieure besonders wertvolle Arbeit über die Technik des Tonstudios stellt der Beitrag von Fritz Enkel dar.

Die nächsten beiden Arbeiten behandeln die „Musische Technik" und die „Musikalische Komposition unter dem Einfluß der technischen Entwicklung der Musik". Dr. Ing. H. W. Steinhausen und Prof. B. Blacher sind die Verfasser dieser Beiträge.

In der letzten Arbeit bringt Prof. H. H. Stuckenschmidt unter dem Titel „Musik und Technik" ein Schlußwort und eine Zusammenfassung aller aufgeworfenen Fragen.

Das Buch kann allen Interessenten wärmstens empfohlen werden. Es behandelt alle wichtigen Probleme und gibt einen guten Überblick über den derzeitigen Stand der musik-elektronischen Forschung.

Schreiber

Chronik der Nachrichtentechnik

Von Dipl.-Ing. HANS SCHULZE-MANITIUS

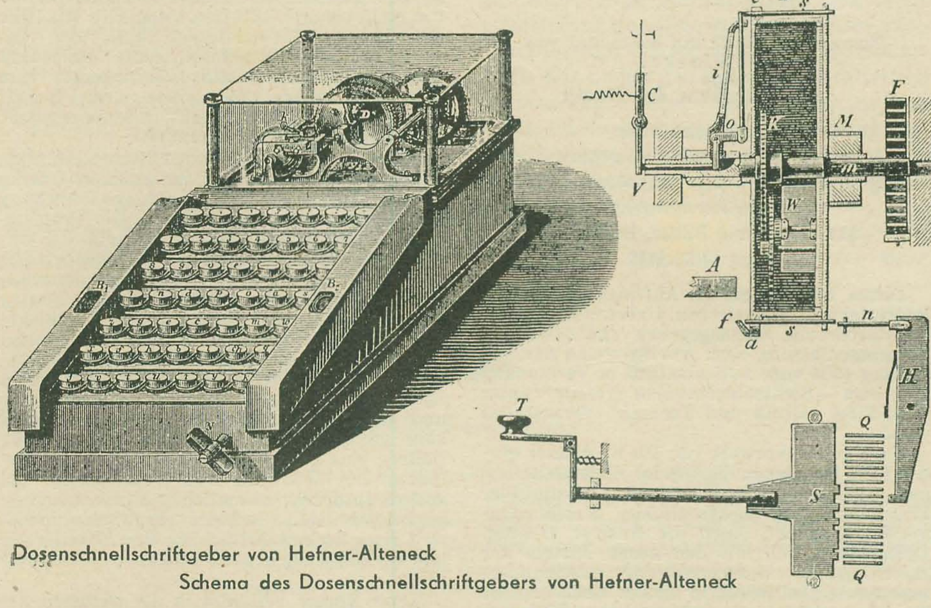
1881

Da es bei Akkumulatoren sehr lange dauert, bis sich auf Bleiplatten eine Superoxydschicht und damit eine Ansammlung von Elektrizität gebildet hat, bringt C. Faure das Superoxyd in Form von Mennige schon vorher auf den Bleiplatten an. Sein Patent ging später an die Electrical Power Storage Company in London über.

1881

Friedrich von Hefner-Alteneck, nach dem die Einheit der Lichtstärke „Hefnerkerze" genannt wird, schlägt einen Maschinen- und Kesseltelegrafen zur Befehlsübermittlung an Bord von Schiffen vor. Er wurde 1890 unter Verwendung des Sechsrollenmotors von der Firma Siemens & Halske gebaut und vielfach als Kommandoapparat verwendet. 1894 wurde dieser Apparat in die deutsche Kriegsmarine eingeführt. — Die Originalapparate kamen später in das Deutsche Museum zu München.

Dieses automatische System, auch „Dosenschnellschriftgeber" genannt, hatte ein Tastenwerk, das auf 49 in sieben Reihen etagenförmig angeordneten Tasten bestand, die mit den einzelnen Buchstaben, Zahlen und Zeichen versehen waren, wobei die am häufigsten verwendeten Buchstaben usw. am bequemsten angeordnet waren. Jede Taste T (siehe Bild) stand durch eine einfache Hebelübersetzung mit einem senkrechten Blech S, das an seiner freien Kante entsprechend dem Buchstaben oder Zeichen dieser Taste angefeilt war, in Verbindung. Diesen Blechen S standen 19 horizontale Blechstreifen QQ gegenüber, hinter denen sich ebensoviele Blechhebel H befanden. An den oberen Armen dieser Hebel H waren Stäbchen n gerade gegenüber dem Rande der Dose D angebracht, die an ihrem Rande mit eng aneinanderliegenden Stäbchen ss versehen war, die mit etwas Reibung über die Vorderfläche der Dose vorgeschoben werden konnten. Der Rand ac der Dose besaß schiefe Zähne, in die der Sperrhaken f eingriff. Beim Niederdrücken einer Taste T wurden die Bleche QQ entsprechend dem freien Rand des senkrechten Bleches S vorgeschoben und wirkten dann auf die dazugehörigen Hebel H, die durch die Stößer n die Stifte s auf der Dose vorstießen. Ein Gewicht versuchte, die Dose unter Vermittlung eines Räderwerkes zu drehen, wurde aber daran gehindert, weil sich der Sperrzahn f gegen die Verzahnung der Dose stemmte. Wurde jedoch ein Stift s in der erwähnten Art vorgestoßen, so drückte dieser den Sperrzahn zurück, so daß das Rad nun vorrücken konnte. Auf diese Weise wurde durch vorgeschobene und nicht vorgeschobene Stifte s der Umriß des Bleches S reproduziert. Das Abtelegrafieren der so vorbereiteten Typen erfolgte mit Hilfe des mit dem Hebel o verbundenen Zeigers i, der auf einen dem Morseschlüssel entsprechenden Kontakthebel c wirkte. Dieser wurde durch eine Spiralfeder an den Ruhekontakt geführt und bei Drehung des Hebels o durch Herausschieben des Stiftes V an den Telegrafierkontakt gelegt. Der rechtzeitige und entsprechend lange andauernde Stromschluß erfolgte dadurch, daß der Zeiger i mit seinem vorderen abgeschrägten Ende über die vorgeschobenen Stifte s glitt. Da die richtige Stromdauer jedoch nur dann erfolgen konnte, wenn außer dem richtigen Vorschieben der Stifte ss auch der Zeiger relativ gleichschnell über jede Stiftengruppe glitt, wurde die sprungweise rotierende Dose mit dem sich drehenden Zeiger auf folgende Weise verbunden. Die Dose und ihr Triebrad M saßen auf der Zeigerwelle m nur lose. An dieser Stelle war eine Spiralfeder F mit einem Ende befestigt, während ihr anderes Ende mit dem Gestell verbunden war. Drehte sich die Dose, so machte der Zeiger diese Bewegung mit, gleichzeitig wurde aber die Feder F gespannt, so daß diese bestrebt war, den Zeiger zu seinem Anschlag A zurückzuführen. Dadurch, daß das auf der Zeigerwelle m sitzende Zahnrad K in ein kleines Getriebe eingriff, das den Windfang W in Bewegung setzte, erhielt diese Bewegung eine Gleichförmigkeit. Wenn die Nachricht abgesandt war, wurden die vorgeschobenen Stifte ss durch eine schiefe Fläche wieder in ihre Ruhelage zurückgeschoben.



Dosenschnellschriftgeber von Hefner-Alteneck

Schema des Dosenschnellschriftgebers von Hefner-Alteneck

12. 1. 1881

In Berlin wird das erste deutsche Stadtfernsprechamt mit 94 Teilnehmern (siehe 14. 6. 1880) in der Französischen Straße Nr. 33c eröffnet. Die Berliner zeigten bald eine erstaunliche Sprechfreudigkeit. Bei den ersten Vermittlungsanstalten verwendete man Klappenschränke mit einem Fassungsvermögen von 50 Leitungen, um eine Verbindung zwischen zwei Teilnehmern herzustellen. Der Aufruf erfolgte durch einen besonderen Tastendruck, worauf beim Vermittlungsamt eine Klappe fiel. Der Beamte schaltete sich ein, stellte die gewünschte Verbindung her, und der Anrufende mußte den verbundenen Teilnehmer durch einen erneuten Tastendruck selbst rufen. Das Ende des Gespräches wurde dem Amt wiederum durch einen Tastendruck angezeigt.

Die Einführung des Vielfachumschalters brachte die für einen Handbetrieb höchst denkbare Vereinfachung. Der Teilnehmer brauchte jetzt nur noch seinen Hörer abzunehmen, wodurch eine Anruflampe aufleuchtete und die Beamtin aufgefordert wurde, sich zu melden. Diese konnte von ihrem Arbeitsplatz aus jeden Teilnehmer direkt erreichen, auch wenn das Amt bis zu 10000 Anschlüsse besaß. Beim Herstellen der Verbindung wurde der gewünschte Teilnehmer automatisch vom Amte aus gerufen. Schließlich genügte das Einhängen des Hörers, um der Beamtin die Beendigung des Gespräches durch Aufleuchten einer besonderen Schlußlampe anzukündigen, wonach diese die Verbindung trennte.

Genaue Untersuchungen der einzelnen Arbeitsvorgänge ergaben, daß vom Abheben des Hörers bis zum Melden des Amtes rund elf Sekunden vergingen, daß es etwa 15 Sekunden dauerte, eine Verbindung herzustellen, wenn zwei verschiedene Ortsämter beteiligt waren, und daß das Rufen und Warten auf den Gesprächspartner weitere zwölf Sekunden erforderte. Ein Gespräch konnte normal drei Minuten dauern (Vergleich: Beim modernen Selbstanschlußbetrieb dauert die Zeit vom Abnehmen des Hörers bis zum Beginn des Wählens nur drei Sekunden, das Wählen mit der Nummernscheibe sieben Sekunden und das Warten auf den gerufenen Gesprächspartner zwölf Sekunden, insgesamt also 22 Sekunden gegenüber 38 Sekunden beim Handbetrieb).

24. 1. 1881

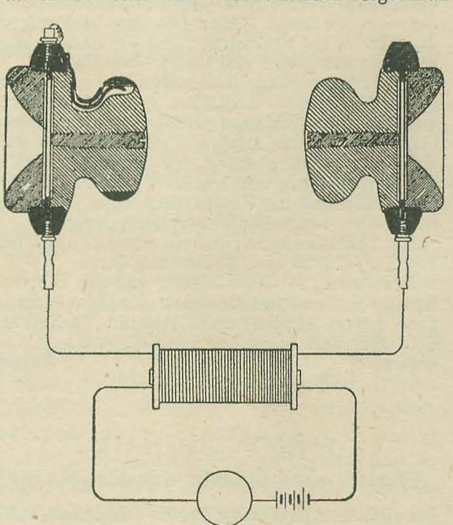
In Mühlhausen im Elsaß wird das zweite deutsche Stadtfernsprechamt eröffnet.

26. 2. 1881

S. Bidwell führt der Physical Society in London seinen „Telephotographen" praktisch vor. Bei diesem Bildübertragungsgerät wurde das zu übertragende Schattenbild auf eine Selenzelle projiziert. Diese hatte er vorn durch eine Blende mit einer Bildsondenöffnung abgedeckt, die erstmalig durch einen Nockenmechanismus eine senkrechte Bewegung mit schnellem Rücklauf (sogenannte Sägezahnbewegung) erhielt, während eine Schraubenspindel sie gleichzeitig in horizontaler Richtung bewegte. Auf der Empfangsseite erzeugte ein Platinstift auf einem mit Kaliumjodid getränkten und auf eine sich drehende und sich längsverschiebende Trommel aufgespannten Papier in einer Art Kompensationsschaltung entsprechend den auf der Geberseite abgetasteten Helligkeitswerten eine unterschiedliche Färbung, wobei eine einfache mechanische Kupplung bei diesem ersten Vorführapparat den Gleichlauf beider Apparate hervorrief. Dieser Fernseher der damaligen Zeit, $1^1/_2$ Jahrzehnte vor der Erfindung der Kinematografie, waren reine Bildtelegrafen, da man zu dieser Zeit die Wiedergabe sich bewegender Bilder noch nicht kannte. Bidwells Bildtelegrafenapparat gelangte später in das Science Museum.

5. 4. 1881

Amos Emerson Dolbear in Somerville (Massachusetts, USA) erhält nach dem amerikanischen (siehe 30. 9. 1879) das deutsche Patent auf das erste statische Telefon. Zuerst legte man diesen statischen Telefonen keine Bedeutung bei, da die elektromagnetischen Telefone zur Übertragung im Drahtverkehr genügten. Erst für den Rundfunk erlangten sie als statische Lautsprecher Bedeutung.



Erstes statisches Telefon von Dolbear

14. 7. 1881

In Berlin wird das erste Fernsprechteilnehmerverzeichnis herausgegeben.

30. 9. 1881

In Neuenburg in Pommern wird der Elektroingenieur Egbert von Lepel geboren. Dieser Pionier der deutschen Funktechnik führte im Sommer 1917 auf Anordnung des Chefs der Feldtelegrafie mit Bredow und A. Meißner bei Rethel an der Westfront Reichweitenversuche mit Röhrensendern durch.

Oktober 1881

In den wichtigsten Städten Deutschlands und Frankreichs beträgt die Zahl der an das Telefonnetz angeschlossenen Teilnehmer

567 in Berlin	1773 in Paris
480 in Hamburg	120 in Bordeaux
172 in Frankfurt a. M.	87 in Le Havre
135 in Mannheim	16 in Lille
99 in Mühlhausen im Elsaß	188 in Lyon
87 in Köln	136 in Marseille
64 in Breslau	66 in Nantes

5. 12. 1881

In Berlin wird Max Langer geboren. Er entwickelte Fernsprechanlagen für sehr umfangreiche Netze und erbaute 1923 das erste vollautomatische Überlandfernsprechamt in Weilheim in Bayern.

Winter 1881

Es werden bereits erstmalig Teile aus der Oper „Der fliegende Holländer“ aus dem Berliner Opernhaus über eine Fernsprechleitung in einen Raum des Zentral-Telegrafenbüros in der Französischen Straße in Berlin übertragen.

Um 1882

In Amerika wird die Möglichkeit eines Nachrichtenaustausches zwischen fahrenden Eisenbahnzügen und den Eisenbahnstationen versucht. Längs der Eisenbahnlinie wurde zwischen den Schienen ein isolierter Draht ausgespannt, ebenso unter einem Wagen des Zuges. Wurde der elektrische Strom in dem einen dieser Drähte unterbrochen oder wieder durchgeschickt, so wurde jedesmal in dem benachbarten Drahte ein kurzandauernder Induktionsstrom hervorgerufen. Schaltete man in die beiden Drähte galvanische Batterien, Stromunterbrecher und einen Telegrafen oder ein Telefon, so konnte man zwischen dem Zuge und den Stationen Signale austauschen.

Edison verbesserte dieses System soweit, daß der Draht zwischen den Schienen durch einen gewöhnlichen Telegrafendraht längs der Bahn ersetzt werden konnte.

1882

L. B. Atkinson verwendet einen Bildtelegrafen mit Spiegelprisma, über den jedoch nichts Näheres bekannt ist.



Telefone als Neuheit auf einer Ausstellung des Jahres 1882

1882

Es wird ein Bild veröffentlicht, auf dem Telefone als Neuheiten auf einer Ausstellung dargestellt sind und auf dem man sieht, wie sich die Besucher anstrengen, um etwas zu hören.

1882

Preußen läßt das 1585 km lange Unterseekabel zwischen Emden und Valentia in Irland, das einen direkten Anschluß Deutschlands an die meist von Valentia ausgehenden transatlantischen Kabel herstellen sollte, verlegen.

Dieses Unterseekabel wurde von englischen Firmen geliefert und verlegt und gehörte England und Deutschland gemeinschaftlich.

1882

Auf der ersten Elektrotechnischen Ausstellung in Paris werden mehrere Systeme für automatische Telefonie ausgestellt, die ihrem Prinzip nach jedoch für wenige Teilnehmer ausreichten.

Die Rundfunkwellenausbreitung im Dezember 1955

Fortsetzung von der 2. Umschlagseite

Lang- und Mittelwellen

Datum	R	A_K	Mittagsdämpfung db 245 kHz	Mittagsdämpfung db 1178 kHz	Mögel-Dellinger-Effekte	Abendliche Ausbreitungsbedingungen der Raumstrahlung im Lang- und Mittelwellenbereich	P	Bemerkungen
1	2	3	4		5	6	7	8
1.	81	26	32	66	—	unregelmäßig	5	Entsprechend dem Anstieg
2.	75	10	34	62	—	leicht unternormal	0	der Sonnenaktivität (vgl.
3.	49	10	40	66	(2) 12.02	stärker unternormal	1	Spalte „R“) waren die
4.	76	6	39	57	—	unternormal	2	abendlichen Ausbreitungs-
5.	71	11	37	61	—	normal	0	bedingungen allgemein
6.	83	17	43	63	(0) 09.32	stärker unternormal	4	schlechter als im Dezember
7.	80	6	27	62	—	leicht unternormal	1	1954, wo der Mittelwert von
8.	53	13	36	60	—	leicht unternormal	1	R nur 7,3 betrug.
9.	62	15	35	52	—	leicht unternormal	0	
10.	47	9	38	59	—	leicht unternormal	0	
11.	59	6	35	51	—	unternormal	2	
12.	—	8	32	58	—	leicht unternormal	2	
13.	70	3	35	60	—	leicht unternormal	0	
14.	73	2	44	65	—	leicht unternormal	2	
15.	65	7	32	59	—	unternormal	3	
16.	59	11	40	54	—	unternormal	2	
17.	—	4	30	54	—	leicht übernormal	1	Die in Spalte „P“ aufge-
18.	63	2	42	50	—	normal	1	führten Störungsgrade sind
19.	70	9	28	55	—	leicht unternormal	1	in erster Linie durch die im
20.	75	12	43	63	—	stärker unternormal	0	Winter allgemein etwas hö-
21.	82	10	44	—	—	normal	0	here Störanfälligkeit der
22.	61	6	33	58	—	normal	1	tiefen Ionosphäre bedingt,
23.	47	3	42	65	—	stärker unternormal	1	gekennzeichnet durch rela-
24.	64	6	32	66	—	unternormal	1	tiv häufiges Auftreten
25.	51	23	29	66	(0) 15.33	unternormal	1	schnelleren Fadings im
26.	41	28	46	66	—	stärker unternormal	4	abendlichen Langwellen-
27.	64	18	46	68	—	unternormal	2	empfang.
28.	63	8	37	57	—	unternormal	1	
29.	60	3	45	65	—	normal	0	
30.	—	4	39	61	—	normal	2	
31.	—	12	39	53	—	unternormal	3	
Monatsmittel	65	10	37	60	—	—	1,4	

Erläuterungen für Lang- und Mittelwellen

Spalte 2: R = vorläufige Sonnenfleckenrelativzahl (als Maß der Sonnenaktivität).

Spalte 3: A_K = Maßzahl für die Unruhe des erdmagnetischen Feldes.

Spalte 4: Mittagsdämpfung der Raumstrahlung in der Ionosphäre, angegeben in Dezibel für je eine Meßstrecke im Lang- und Mittelwellenbereich bei rund 200 km Senderentfernung in etwa 55° nördlicher Breite.

Spalte 5: Mögel-Dellinger-Effekte (Soneneruptionseffekte), gekennzeichnet durch plötzliche, kurzzeitige Verstärkung der Tagesdämpfung der Raumstrahlung im Kurz-, Mittel- und Langwellenbereich bei gleichzeitiger Verbesserung der Fernübertragung im Längstwellenbereich, angegeben nach Eintrittszeit und Stärke des Effektes (0 = schwach, 1 = mäßig, 2 = stark, 3 = sehr stark).

Spalte 7: P = nächtlicher Störungsgrad der tiefen Ionosphäre; Skala von 0 bis 9 zur Kennzeichnung der Herabsetzung des ionosphärischen Reflexionskoeffizienten oder (bzw. und) der Beschleunigung der Fadingerscheinungen in der abendlichen Raumstrahlungsübertragung im Lang- und Mittelwellenbereich infolge von Korpuskularstörungen der tiefen Ionosphäre.